

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA INDUSTRIAL
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Empleo de transformadores en un proceso “step-down” para la calibración de aparatos de medida

Ingeniería Técnica Industrial. Especialidad en Electricidad.

AUTOR: D. Francisco Javier Chueco Fernández

DIRECTORES: D. Juan Martínez Tudela

D. Juan Álvaro Fuentes Moreno

CODIRECTOR: D. Umberto Pogliano (IEN)

Octubre/ 2003

Empleo de transformadores en un proceso “step-down” para la calibración de aparatos de medida



El presente estudio fue llevado a cabo en el Instituto Electrotécnico Nacional Galileo Ferraris con sede en Turín, Italia, durante el curso académico 2001/2002 a través de una plaza de “tesista” ofertada al Politecnico di Torino.

Empleo de transformadores en un proceso “step-down” para la calibración de aparatos de medida_____ 2

CAPÍTULO 1. ESTRUCTURA DE LA METROLOGÍA LEGAL _____ 7

1.1. IEN. Instituto Electrotécnico Nacional Galileo Ferraris _____	7
1.1.1. Departamentos del IEN _____	7
1.1.2. Departamento de Metrología Eléctrica _____	7
1.1.2.1. Líneas de investigación y trabajo _____	8
1.1.3. SIT – Servizio Italiano di Taratura _____	9
1.2. CEM. Centro Español de Metrología _____	11
1.2.1. Departamentos _____	11
1.2.2. Área Eléctrica _____	12
1.2.2.1. Laboratorio de Corriente Continua _____	13
1.2.2.2. Laboratorio de Resistencia Eléctrica _____	13
1.2.2.3. Laboratorio de Corriente Alterna _____	14
1.2.2.4. Laboratorio de Energía Eléctrica _____	14
1.2.2.5. Laboratorio de Impedancia Eléctrica _____	15
1.2.3. Cooperación _____	15
1.2.4. ENAC _____	17
1.3. EA-MLA. Acreditación Europea – Acuerdo Multilateral _____	18
1.4. Visión Global _____	21

CAPÍTULO 2. PATRONES NACIONALES _____ 23

2.1. Patrones nacionales o primarios _____	23
2.2. Patrón nacional de tensión _____	25
2.3. Patrón de Tensión Josephson _____	26
2.4. Patrón de las magnitudes de tensión y corriente en régimen alterno _____	29
2.5. Proceso de Calibración del IEN _____	30
2.6. Trazabilidad por debajo de 500mV _____	34

CAPÍTULO 3. TRANSFERENCIA CONTINUA ALTERNA _____ 36

3.1. Convertidores continua alterna _____	36
3.1.1. Elementos termoelectrónicos _____	36
3.1.1.1. PMJTCs _____	37
3.1.2. Causas de error en los convertidores termoelectrónicos reales _____	39
3.1.3. Resistencias adicionales y derivadores para frecuencia elevada. _____	41
3.1.4. Error de transferencia de continua alterna. _____	42
3.2. Métodos para la extensión de la trazabilidad _____	43
3.2.1. Trazabilidad de tensión y corriente alterna en baja frecuencia _____	43
3.2.2. Referencia base (Primary Standard) _____	44
3.2.3. Procedimiento "step-up" _____	44
3.2.3. Métodos alternativos para la extensión de la trazabilidad. _____	45
3.2.3.1. Atenuador activo _____	45
3.2.3.2. Método de transferencia AC/DC electrométrica _____	45
3.2.3.3. Nuevo rango de resistencias. _____	46
3.2.3.4. Extensión de la trazabilidad para las bajas tensiones. _____	46
3.2.3.5. Métodos no térmicos _____	47

CAPÍTULO 4. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR A DOBLE ESTADO _____ 48

4.1. Consideraciones generales para el uso de transformadores _____	48
4.1.1. Clasificación _____	48
4.1.2. Parámetros _____	48
4.2. Transformador a simple estado _____	50
4.3. Transformador a doble estado _____	51
4.3.1. Relación entre flujo de dispersión y flujo 2 _____	54
4.4. Comparación de la relación de transformación de los dos modelos _____	56

CAPÍTULO 5. CÁLCULO DE LOS MODELOS MATEMÁTICOS _____ 58

5.1. Modelo de transformador a simple estado _____	58
5.2. Modelo de transformador a doble estado _____	62

CAPÍTULO 6. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR _____ 67

6.1. Parámetros de los núcleos amorfo y supermalloy en función de la frecuencia _____	67
6.2. Elección del material del núcleo _____	71
6.3. Parámetros del núcleo amorfo en función de la tensión y frecuencia _____	74
6.4. Determinación de la relación de espiras _____	79

CAPITULO 7. SIMULACIÓN INFORMÁTICA DE LOS MODELOS DE TRANSFORMADOR A SIMPLE ESTADO Y DOBLE ESTADO _____ 81

7.1. Simulación del transformador a simple estado _____	81
7.1.1. Resultados a 100mV _____	81
7.1.2. Resultados a 1V y 20 mV _____	82
7.1.3. Dispersión del error en % _____	83
7.2. Simulación del transformador a doble estado _____	84
7.2.1. Resultados a 100mV _____	84
7.2.2. Resultados a 1V y 20mV _____	85
7.2.3. Dispersión del error en % _____	86
7.3. Comparación del error a simple y doble estado _____	87

CAPÍTULO 8. DISEÑO Y MODELO MATEMÁTICO DEL PROTOTIPO _____ 89

8.1. Diseño del transformador a doble estado con relación de transformación 1:10 y 1:100 _____	89
8.2. Modelo matemático del prototipo _____	90
8.3. Simulación del circuito del prototipo _____	99
8.3.1. Errores relativos teóricos del prototipo _____	100

CAPÍTULO 9. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO _____ 101

9.1. Devanados _____	101
9.1.1. Fotografías de los núcleos devanados _____	103
9.2. Montaje _____	104
9.2.1. Fotografías del montaje _____	105

CAPÍTULO 10. PRUEBAS EN EL PROTOTIPO _____ 107

10.1. Pruebas de funcionalidad con osciloscopio y fuente de tensión _____	107
10.2. Prueba de relación de tensión por comparación con un divisor inductivo patrón _____	109
10.2.1. Sistema de medida por comparación con divisor inductivo patrón a través de voltímetro vectorial _____	109
10.2.2. Implementación del prototipo en el sistema de medida _____	111
10.2.2.1. Resultados obtenidos _____	112
10.2.2.2. Fotografías de la prueba por comparación con divisor inductivo patrón _____	114
10.3. Medida de la relación de transformación con multímetros en toda la frecuencia _____	115
10.3.1. Medida de la relación de transformación bajo carga _____	118
10.3.2. Fotografía de la prueba con multímetros _____	122

CAPÍTULO 11. MÉTODO Y APLICACIÓN DEL TRANSFORMADOR EN LA CALIBRACIÓN DE MEDIDORES DE TENSIÓN ALTERNA	123
11.1. Método de calibración de medidores de tensión alterna mediante el transformador de banda ancha	123
11.2. Obtención del error relativo de un multímetro para las tensiones 30mV, 10mV, 3mV y 1mV	125
11.3. Implementación del prototipo en el sistema de transferencia en ambiente criogénico	130
CAPÍTULO 12. CONCLUSIONES	132
CAPÍTULO 13. ARTÍCULOS	134
Anexo 1. Certificado de calibración de CESI	141
Anexo 2. Certificado de calibración de FIAR	146
Anexo 3. Cálculos para caracterización de un multímetro	153
Bibliografía	158

CAPÍTULO 1. ESTRUCTURA DE LA METROLOGÍA LEGAL

1.1. IEN. Instituto Electrotécnico Nacional Galileo Ferraris

El Instituto Electrotécnico Nacional Galileo Ferraris (*IEN*) es un ente público de investigación del Ministerio de Educación, Universidad e Investigación de Italia. El IEN desarrolla, en el marco del Sistema Nacional de Tara (*SNT, Sistema Nazionale di Taratura o SIT, Servizio di Taratura in Italia*), las funciones de instituto metrológico primario para los patrones de tiempo, frecuencia y magnitudes electromagnéticas, fotométricas, radiométricas y acústicas. En particular, efectúa estudios e investigaciones para la producción de los patrones primarios de las unidades del Sistema Internacional (SI), manteniéndolos en el tiempo, comparándolos a nivel internacional y poniéndolos a disposición del SNT, representa a Italia y participa en actividades de organismos internacionales y europeos (*CIPM - Comité International des Poids et Mesures, EUROMET – European Collaboration in Measurement Standards, EA – European Cooperation for Accreditation*).

El IEN participa en programas de investigación internacionales, comunitarios e italianos, colabora con instituciones análogas, lleva a cabo actividades de consulta, acreditación de laboratorios, tara y calibración de patrones e instrumentos de medida, certificación y pruebas de materiales, aparamenta y diversos dispositivos.

1.1.1. Departamentos del IEN

El Instituto Electrotécnico está organizado en departamentos, que a su vez se subdividen en grupos de trabajo o líneas de investigación según los proyectos en funcionamiento.

- ❑ Metrología electromagnética, de tiempo y frecuencia.
- ❑ Metrología eléctrica.
- ❑ Fotometría.
- ❑ Acústica.
- ❑ Materiales.
- ❑ Electromecánica.
- ❑ Ingeniería de sistemas.
- ❑ Acreditación de laboratorios.
- ❑ Nanotecnología y microsistemas.

1.1.2. Departamento de Metrología Eléctrica

El sector de Metrología Eléctrica lleva a cabo sus investigaciones en este campo principalmente enfocando su trabajo a mantener los patrones nacionales y diseminar la unidad de medida del SI, algo que le compete como instituto metrológico primario. El departamento participa en el *Comité Consultatif d'Electricité et Magnetisme* (CCEM) y en la actividad del EUROMET.

Actualmente el sector produce los patrones nacionales que mantienen las magnitudes de tensión, resistencia, capacidad, inductancia, potencia, energía eléctrica, el patrón nacional de transferencia continua-alterna y el patrón de relación de transformación (razón).

Los campos de actividad del departamento son:

- ❑ Metrología fundamental con relación a la determinación de las constantes físicas y las relaciones entre diversas magnitudes.
- ❑ Reproducción de la unidad eléctrica de tensión en régimen continuo por medio del efecto Josephson y su mantenimiento.
- ❑ Reproducción de la unidad eléctrica de resistencia por medio del efecto Hall cuántico y su mantenimiento.
- ❑ Transferencia de las unidades de tensión y corriente al régimen alterno;
- ❑ Producción de los patrones de capacidad e inductancia.
- ❑ Medición de relaciones de tensión, corriente y resistencia.
- ❑ Tara de patrones e instrumentos eléctricos.
- ❑ Soporte técnico del SIT.

1.1.2.1. Líneas de investigación y trabajo

Patrones de tensión, resistencia eléctrica y medidas criogénicas

- a) Patrones primarios eléctricos basados en el Efecto Hall cuántico.
- b) Patrón de relación de corriente basado en un comparador de corriente criogénico.
- c) Mejora en la realización de las unidades de medida de magnitudes eléctricas continuas.

Medidas absolutas, patrones en alterna y sistemas de medida automáticos

- a) Medida absoluta de potencia y energía eléctrica.
- b) Metrología eléctrica a frecuencia ultra-acústica y a régimen variable en función del tiempo.
- c) Mejoras en la producción de las unidades de medida de magnitudes eléctricas en alterna.
 - ❑ Patrones primarios eléctricos basados en el efecto Hall.
 - ❑ Capacidad eléctrica.
 - ❑ Inductancia.
 - ❑ Resistencia eléctrica en alterna.
 - ❑ Relaciones en tensión alterna.
 - ❑ Transferencia alterna continua.
 - ❑ Potencia eléctrica.
- d) Estación automática de tara para instrumentos multifunción programables.

Certificación Técnica

La actividad de certificación técnica del sector de Metrología Eléctrica se refiere a la tara y caracterización de los patrones de referencia e instrumentos de medida de los laboratorios secundarios en el ámbito del "*Servizio di taratura in Italia*" (SIT). En particular la calibración de los instrumentos electrónicos multifunción (multímetros, calibradores y medidores de tensión/corriente alterna).

La actividad de certificación cubre:

- ❑ Referencias de tensión continua (10V) y pilas patrón (1.018 V).
- ❑ Voltímetros analógicos y digitales.
- ❑ Amperímetros en continua y alterna.
- ❑ Kiloamperímetros.
- ❑ Picoamperímetros.
- ❑ Pinzas amperométricas en continua y alterna.
- ❑ Fasómetros y medidores de coseno.
- ❑ Potenciómetros.
- ❑ Nanovoltímetros.
- ❑ Medidores de resistencia de aislamiento.
- ❑ Resistencias patrón de $100\ \mu\Omega$ a $1\ T\Omega$.
- ❑ Divisores resistivos.
- ❑ Derivadores de corriente (hasta 1000 A).
- ❑ Condensadores patrón de 1 pF a $1\ \mu F$.
- ❑ Inductancias patrón de $100\ \mu H$ a 10 H.
- ❑ Multímetros digitales (tensión/corriente continua y alterna).
- ❑ Calibradores multifunción (tensión/corriente continua y alterna).
- ❑ Termopares de transferencia alterna/continua.
- ❑ Divisores inductivos.
- ❑ Vatímetros.
- ❑ Medidores RLC, mutua inductancia y capacidad.

1.1.3. SIT – Servizio Italiano di Taratura

Desde 1979 los Institutos metroológicos primarios (CNR – "*Centro Nazionale della Ricerca*", IEN – "*Istituto Elettrotecnico Nazionale*"), a través de sus estructuras de acreditación, han llevado a cabo la acreditación de numerosos laboratorios metroológicos secundarios como Centros de tara, constituyendo así el SIT – "*Servizio di Taratura in Italia*".

Para acreditar un laboratorio como Centro de tara, el SIT, apoyándose en los Institutos primarios nacionales e internacionales, funciona como inspector técnico, acreditando los procedimientos, el mantenimiento y la instrumentación.

Se llega a un mutuo acuerdo entre el Instituto y el laboratorio donde se asegura la referenciabilidad a los patrones nacionales o internacionales y se le reconoce al laboratorio

la facultad de emitir certificados de tara para instrumentos y mediciones, aportando las debidas incertidumbres y condiciones de medida en una tabla de acreditación.

Estos certificados tienen la misma validez técnica que los emitidos por el Instituto metrológico primario, teniendo en cuenta naturalmente los niveles de incertidumbre añadidos, y garantizan la referenciabilidad de la instrumentación tarada. La disponibilidad de instrumentos certificados y por tanto mediciones referidas a los patrones del SI, ha crecido notablemente en diversos sectores: actividad de investigación y desarrollo, laboratorios de prueba para la certificación técnica de productos, sistemas de control automático de procesos de producción, empresas de control de calidad y empresa pública.

Las tablas de acreditación otorgadas al laboratorio que debe adjuntar en una certificación constan de:

- ❑ Las magnitudes para las cuales el centro está acreditado.
- ❑ Los tipos de instrumentos que el centro puede tarar o tipos de medidas que puede llevar a cabo.
- ❑ Los campos de medida y las correspondientes condiciones de medida (por ejemplo, en el caso de una magnitud eléctrica, la gama de frecuencia).
- ❑ Las correspondientes incertidumbres de medida acreditadas, que representan los niveles de incertidumbre mínima que el Centro está autorizado a declarar en los certificados SIT, tales niveles son considerados valores simétricos, en más o menos, respecto al valor medido.

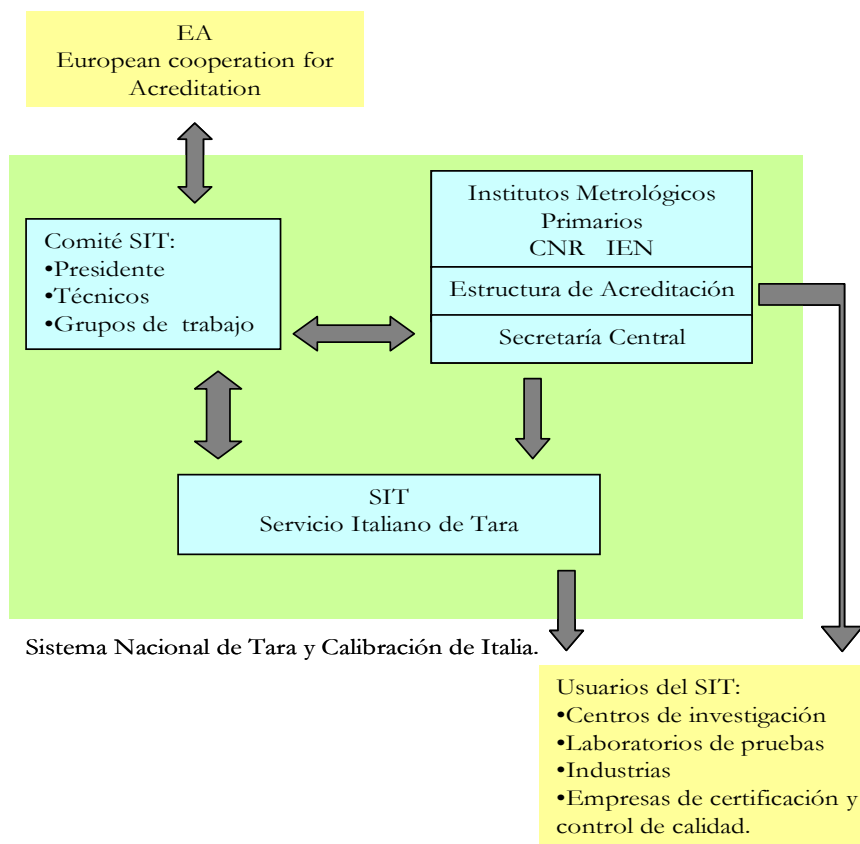


Fig. 1. Estructura del Sistema Nacional italiano de Tara y Calibración.

1.2. CEM. Centro Español de Metrología

El **Centro Español de Metrología** (CEM) es un organismo autónomo adscrito en la actualidad al Ministerio de Fomento, creado en 1985. Los objetivos fundamentales de este organismo son:

- ❑ **Definir las unidades legales de medida**, en el marco del Sistema Internacional.
- ❑ **Establecer las cadenas oficiales de calibración** al objeto de relacionar y jerarquizar todos los patrones de medida existentes en nuestro país.
- ❑ **Reglamentar el control metrológico del Estado** sobre los instrumentos de medida, con el fin de velar por la corrección y exactitud de las medidas.
- ❑ **Unificar** la actividad metrológica en España.

El CEM es la institución responsable de la organización metrológica en España y sus competencias básicas son:

- ❑ Custodia y conservación de los patrones nacionales de las unidades de medida.
- ❑ Establecimiento de las cadenas oficiales de calibración.
- ❑ Ejercicio de las funciones de la Administración General del Estado en materia de metrología legal.
- ❑ Habilitación oficial de laboratorios de verificación metrológica.
- ❑ Ejecución de proyectos de investigación y desarrollo en el ámbito metrológico.

Como institución metrológica representa a España ante las organizaciones metrológicas internacionales. **Organización Internacional de Metrología Legal** (OIML), **EUROMET**, **Western European Legal ME**trology **C**ooperation (WELMEC), **I**nternational **ME**asurement **C**onfederation (IMEKO). Además mantiene estrecha cooperación con los organismos nacionales e internacionales relacionados con la metrología, expide certificados e informes técnicos y sirve de apoyo científico al ENAC.

1.2.1. Departamentos

El Instituto español está organizado en departamentos o áreas técnicas, de este modo cada una de ellas se encarga de una magnitud y unidad, a la vez cada una de estas áreas se divide en laboratorios que trabajan sobre líneas de investigación concretas en el campo del departamento.

AREAS TÉCNICAS	LABORATORIOS				
LONGITUD	Primario de Longitud	Metrología Dimensional	Mediciones Angulares	Control de Formas	Calidad Superficial
MASA	Primario de Masa	Presión	Densidad		
ELECTRICIDAD	Corriente Continua	Resistencia Eléctrica	Corriente Alterna	Energía Eléctrica	Impedancia Eléctrica
TEMPERATURA	Primario de Temperatura	Termometría	Criogenia	Pirometría de Radiación	
FUERZA	Fuerza	Par	Instrumentos de Pesaje	Básculas de gran Tonelaje	
FLUIDOS	Volumetría	Contadores del Gas	Líquidos distintos del agua	Etilómetros	Gases de Referencia
ELECTRO-MAGNETISMO	Compatibilidad Electro-magnética	Cine-mómetros	Sonómetros	Instrumentos Electrónicos	

Tabla 1. Estructura departamental o áreas técnicas y sus laboratorios.

1.2.2. Área Eléctrica

La unidad básica eléctrica del Sistema Internacional de unidades es el amperio, de difícil realización y además con mayor incertidumbre que el resto de unidades básicas. Como consecuencia, la trazabilidad de todas las magnitudes eléctricas se establece en el Centro Español de Metrología, y en la mayoría de Institutos Nacionales de Metrología, con referencia a dos efectos cuánticos macroscópicos, el efecto Josephson y el efecto Hall Cuántico. Ambos efectos reproducen con notable incertidumbre el valor de las unidades en función de constantes físicas inmutables y con independencia del tiempo y del espacio. Su observación y determinación exigen unas condiciones experimentales de temperatura próximas al cero absoluto junto con las más refinadas técnicas de medida.

Las actividades del Área Eléctrica se dirigen, principalmente, a la calibración de patrones pertenecientes a Instituciones e industrias y a la optimización de los sistemas de medida disponibles y desarrollo de nuevos campos de medida. Para ello, el Área cuenta con cinco laboratorios: Corriente Continua, de Resistencia Eléctrica, de Corriente Alterna, de Energía Eléctrica y de Impedancia Eléctrica.

1.2.2.1. Laboratorio de Corriente Continua

En este laboratorio se establece, conserva y disemina el patrón nacional de la unidad de tensión eléctrica, el voltio, de acuerdo con la Recomendación 1 (CI-1988) del CIPM, el cual asigna el valor convencional $KJ-90=483\,597,9\text{GHz/V}$ para la constante de Josephson. Para ello, existe un sistema de comparación entre una multiunión Josephson de 1V o 10V y un patrón materializado de tensión.

Los patrones de trabajo del Centro Español de Metrología son referencias electrónicas de valores 1 V, 1,018 V y 10 V. Este conjunto mantiene la unidad en los períodos intermedios entre calibraciones Josephson. Existen dos sistemas automáticos que permiten, respectivamente, la intercomparación de patrones del mismo valor y la transferencia entre los patrones de 1V y 10V. Este laboratorio ha desarrollado un sistema de medida de relaciones de tensión por medio de divisores resistivos que extiende la trazabilidad de las medidas de tensión hasta el nivel de 1000V, con una incertidumbre estimada de algunas partes en 10^{-7} .

La trazabilidad de las medidas de intensidad de corriente en continua se alcanza a partir de medidas de tensión y de resistencias especiales (shunts) calibradas en el Laboratorio de Resistencia.

1.2.2.2. Laboratorio de Resistencia Eléctrica

El ohm, la unidad de resistencia eléctrica, es conservado a 23° C mediante un grupo de seis resistencias patrón tipo Thomas, de valores nominales 10hm y cuyo valor medio representa el Ohm Nacional ($1\Omega_{\text{CEM}}$).

Su valor se determina a través de diferentes métodos y sistemas de medida con el efecto Hall cuántico, patrón primario de resistencia eléctrica, basado en la Recomendación 2 (CI-1988) del CIPM que asigna para la constante de Von Klitzing el valor convencional $RK-90 = 25\,812,807\,\Omega$, relación fundamental de las constantes atómicas h/e^2 .

Los patrones de resistencia eléctrica son normalmente múltiplos o submúltiplos de la unidad (desde $0,001\,\Omega$ hasta $10\,\text{M}\Omega$). En el Centro Español de Metrología se miden a 23°C, en baños de aceite o en baños de aire, con diferentes sistemas de medida, tales como comparadores de corriente, resistencias Hamon de transferencia, sistemas potenciométricos y divisores resistivos, proporcionando trazabilidad al efecto Hall cuántico.

La realización de trabajos de carácter metrológico a otros laboratorios comprende la calibración del valor resistivo de un patrón a temperaturas comprendidas entre 20°C y 25°C, así como el estudio de los coeficientes de temperatura y de presión.

1.2.2.3. Laboratorio de Corriente Alterna

Este laboratorio realiza la transferencia de corriente alterna a corriente continua. Para ello se utilizan diversos patrones de transferencia DC-AC. Los patrones nacionales conservados en el Centro Español de Metrología para dar trazabilidad en este campo de medida, se basan en convertidores térmicos multiunión que, combinados con resistencias de alcance (en serie), son utilizados para la medida de tensiones en corriente alterna desde 0,5V a 1000V y para frecuencias comprendidas entre 10Hz y 1MHz. Para frecuencias superiores (hasta 100MHz), se utilizan convertidores térmicos calculables.

En el campo de tensiones inferiores a 0,5V se está desarrollando actualmente un nuevo sistema de medida basado en nuevos convertidores térmicos multiunión de tecnología planar (PMJTC del PTB de Alemania) y micropotenciómetros. La trazabilidad a partir del PMJTC se obtiene mediante dos métodos:

- ❑ A través de un procedimiento de "step-down" utilizando micropotenciómetros (en concreto dos micropotenciómetros De Ballantine y Holt) y un patrón auxiliar: Fluke 792A.
- ❑ Utilizando divisores resistivos de tensión procedentes del laboratorio nacional de Suecia SP.

El patrón de intensidad de corriente alterna se obtiene mediante convertidores térmicos de una unión con resistencias de valor conocido en paralelo (shunts) en el campo de 5mA hasta 20A, para frecuencias comprendidas entre 10Hz y 100KHz.

1.2.2.4. Laboratorio de Energía Eléctrica

En este laboratorio se mantiene la unidad de Potencia y de Energía Eléctrica en corriente alterna, que son el vatio (W) y el joule (J). Los patrones de potencia y energía están trazados a los de tensión en corriente continua y de resistencia. Para ello se relaciona la potencia eléctrica en corriente alterna y en continua, mediante un convertidor térmico que mide la variación de temperatura que es proporcional a la potencia disipada en su resistencia de calentamiento.

El sistema de Energía Eléctrica primario del Centro Español de Metrología consta de una fuente de potencia de alta estabilidad, repetibilidad y exactitud, un sistema de adquisición de datos automático, utilizando el método de comparación de pulsos para la medición. El sistema permite efectuar calibraciones de patrones de energía con una incertidumbre de $\pm 100\text{ppm}$, en los márgenes de tensión comprendidos entre 60V y 600V, y desde 100mA a 50A.

Además tiene en marcha un Programa de Aseguramiento de la Medida (PAM) de Energía Eléctrica, que permite referenciar al Centro Español de Metrología el sistema de medida completo de un laboratorio.

También este laboratorio se realizan las certificaciones de los contadores de energía de:

- ❑ Inducción, activa, clase 2, según R.D. 875/84 en desarrollo de la Ley 3/85.
- ❑ Estáticos, activa, clases 1 y 2 (UNE EN 61036)
- ❑ Estáticos, activa, clases 0,2 S y 0,5 S (UNE EN 60687)
- ❑ Estáticos, reactiva, clases 2 y 3 (UNE EN 61268)

Todo ello encuadrado en el marco del actual desarrollo del Reglamento de Puntos de Medida de los Consumos y Tránsitos de Energía Eléctrica, de fecha 26 de diciembre de 1997, y sus Instrucciones Técnicas Complementarias, que establecen la necesidad de que todos los patrones utilizados en la verificación de contadores, estén trazados a los patrones nacionales de medida.

1.2.2.5. Laboratorio de Impedancia Eléctrica

Se está desarrollando un programa para realizar y obtener la unidad de capacidad eléctrica, el Faradio, teniendo como objetivo fundamental el establecimiento y diseminación de la citada unidad. Se pretende obtener por medio de dos vías, una a través del "condensador calculable" que conduce a la realización del Faradio y otra a través del efecto Hall cuántico con el empleo de un puente de medida en "cuadratura".

Este laboratorio dispone actualmente de los medios necesarios para calibrar condensadores a tres terminales, podemos citar entre ellos conjuntos de condensadores patrón de 10pF, 100pF y 1000pF, trazados con otros laboratorios nacionales, así como puentes de medida coaxiales de notables características, sistemas de monitorización y control de parámetros ambientales (temperatura y humedad), programas de ordenador para la automatización de las medidas, desarrollados al efecto en el laboratorio, etc., que permiten en conjunto la calibración de condensadores patrón de 10, 100 y 1000pF a 1000Hz con incertidumbres de algunas partes en un millón.

1.2.3. Cooperación

Para garantizar la diseminación de los patrones nacionales y por tanto la trazabilidad de los laboratorios de calibración existentes en España, el CEM tiene firmados Convenios de colaboración con el Ministerio de Ciencia y Tecnología, como responsable del mantenimiento de la infraestructura de la calidad industrial, y con ENAC, como entidad acreditadora de laboratorios de calibración.

Ante la imposibilidad de ser depositario de todos los patrones nacionales y unidades básicas se ha constituido una red de Laboratorios Asociados al CEM que una vez superados los requisitos técnicos y administrativos son designados como Laboratorios depositarios de un patrón. En esta situación se encuentran el Real Instituto y Observatorio

de la Armada (ROA), el Instituto de Física Aplicada (IFA) perteneciente al Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC), el Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas (CIEMAT), el Departamento de Metrología y Ensayo del Taller de Precisión y Centro Electrotécnico de Artillería (TPYCEA), laboratorio Central Oficial de Electrotecnia (LCOE) y el Laboratorio de Temperatura y Humedad del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA).

El CEM coopera a nivel nacional con:

- ❑ Entidad Nacional de Acreditación (ENAC)
- ❑ Asociación Española de Normalización y Certificación (AENOR)
- ❑ Asociación Española para la Calidad (AEC)
- ❑ Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (CICYT)
- ❑ Dirección General de Tráfico (DGT)
- ❑ Ministerio de Sanidad y Consumo
- ❑ Ministerio de Defensa
- ❑ Comisión Interministerial de Ordenación Alimentaria (CIOA)
- ❑ Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC)
- ❑ Comunidades Autónomas
- ❑ CETEMA-IMADE
- ❑ Empresa Nacional del Gas (ENAGAS)
- ❑ Centro de Estudios y Experimentación (CEDEX)
- ❑ Compañía Logística de Hidrocarburos (CLH)
- ❑ Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial "Esteban Terradas" (INTA)
- ❑ Taller de Precisión y Centro Electrotécnico de Artillería (TPYCEA)
- ❑ Universidad Complutense de Madrid
- ❑ Universidad Pontificia de Comillas de Madrid
- ❑ Universidad Politécnica de Madrid
- ❑ Centro de Investigaciones Energética, Medioambientales y Tecnológicas (CIEMAT)
- ❑ LABEIN "Centro de Investigación Tecnológica"
- ❑ Laboratorio Central Oficial de Electrotecnia (LCOE)
- ❑ Carburos Metálicos
- ❑ CETENASA
- ❑ Verificaciones Industriales de Andalucía VEIASA

En el ámbito internacional forma parte del MLA (Acuerdo multilateral) europeo y tiene acuerdos bilaterales con:

- | | |
|---------|--------------|
| ❑ IEN | Italia. |
| ❑ PTB | Alemania. |
| ❑ BNM | Francia. |
| ❑ NPL | Reino Unido. |
| ❑ IPQ | Portugal. |
| ❑ OFMET | Suiza. |
| ❑ DFM | Dinamarca. |
| ❑ VNIIM | Rusia. |
| ❑ NIM | China. |

- ❑ Laboratoire Central des Industries Electriques Francia.
- ❑ CENAM México.
- ❑ Mercosur.
- ❑ Uruguay.
- ❑ INN Chile.

1.2.4. ENAC

La **Entidad Nacional de Acreditación** es una organización tutelada por el Ministerio de Ciencia y Tecnología cuya función es coordinar y dirigir en el ámbito nacional un Sistema de Acreditación conforme a los criterios y normas establecidos en la Unión Europea e internacionalmente.

ENAC acredita organismos que realizan actividades de evaluación de la conformidad, sea cual sea el sector en que desarrolle su actividad, su tamaño, su carácter público o privado, o su pertenencia a asociaciones o empresas, universidades u organizaciones de investigación. Esta entidad se constituye con la finalidad de acreditar, en el ámbito estatal y a través de un sistema conforme a las normas internacionales, la competencia técnica de una entidad para certificar o inspeccionar, o de un laboratorio de ensayo o calibración.

El ENAC forma parte de aquellas organizaciones nacionales, europeas e internacionales que tengan objetivos afines suscribiendo los acuerdos de cooperación y reconocimiento necesario a la vez que se relaciona con las entidades nacionales de acreditación de otros países, intercambiando experiencias y criterios.

Promueve y difunde los procedimientos y técnicas de acreditación colaborando con las instituciones de la Unión Europea y participando en los programas que tengan fines relacionados con la acreditación. En general participa en cuantas actividades se consideren necesarias para las funciones de acreditación en España, en la Unión Europea y en el ámbito internacional.

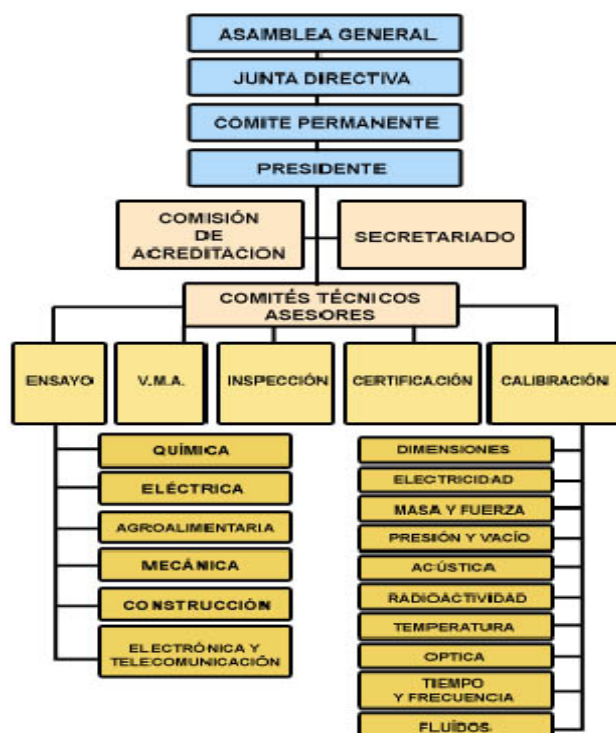


Fig. 2. Estructura general del ENAC.

1.3. EA-MLA. Acreditación Europea – Acuerdo Multilateral

Casi todos los países europeos han organizado un servicio nacional de tara, que acredita los laboratorios metrológicos y les permite emitir certificados oficiales, en general aceptados sin problemas en cualquier país europeo. Estos servicios se coordinan a nivel europeo por el EA (*European cooperation for Accreditation*), el cual trata de favorecer el intercambio científico, coordinar los procedimientos de acreditación, desarrollar la confianza recíproca y permitir la firma de acuerdos de mutuo reconocimiento. Con estos acuerdos cualquier adscrito reconoce los procedimientos operativos de los otros servicios como técnicamente equivalentes a los propios, acepta los certificados de tara de los otros servicios y promueve la aceptación por parte de los usuarios del propio país.

El SIT y la ENAC forman parte del MLA – Acuerdo Multilateral, firmado actualmente con Austria, Bélgica, República Checa, Dinamarca, Finlandia, Francia, Alemania, Irlanda, Italia, Noruega, Holanda, Portugal, Reino Unido, España, Suecia, Lituania y Suiza.

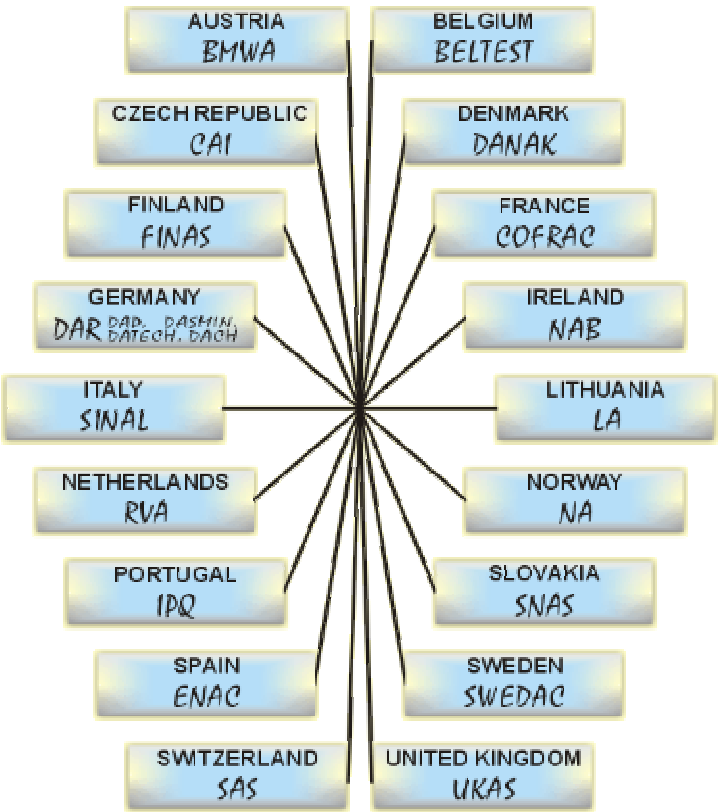


Fig. 3. Países miembros del acuerdo multilateral europeo MLA, servicios de tara y calibración.

Con países no europeos se ha firmado un acuerdo de mutuo reconocimiento con Australia, Nueva Zelanda, Sudáfrica, Estados Unidos, Singapur, Hong Kong, Brasil e Israel, aunque particularmente cada país acuerde reconocimientos y homologaciones con terceros países.

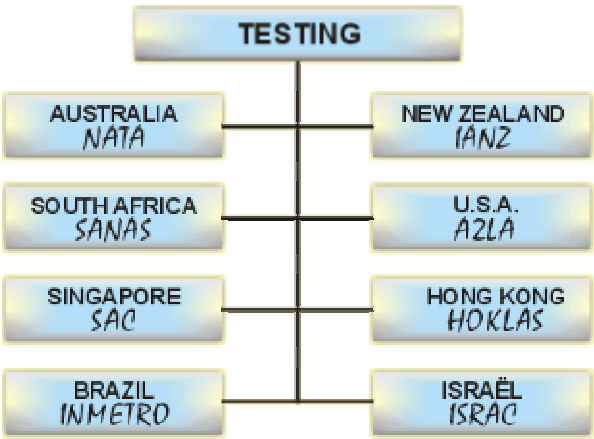


Fig. 4. Países no europeos con los que existe acuerdo con el MLA.

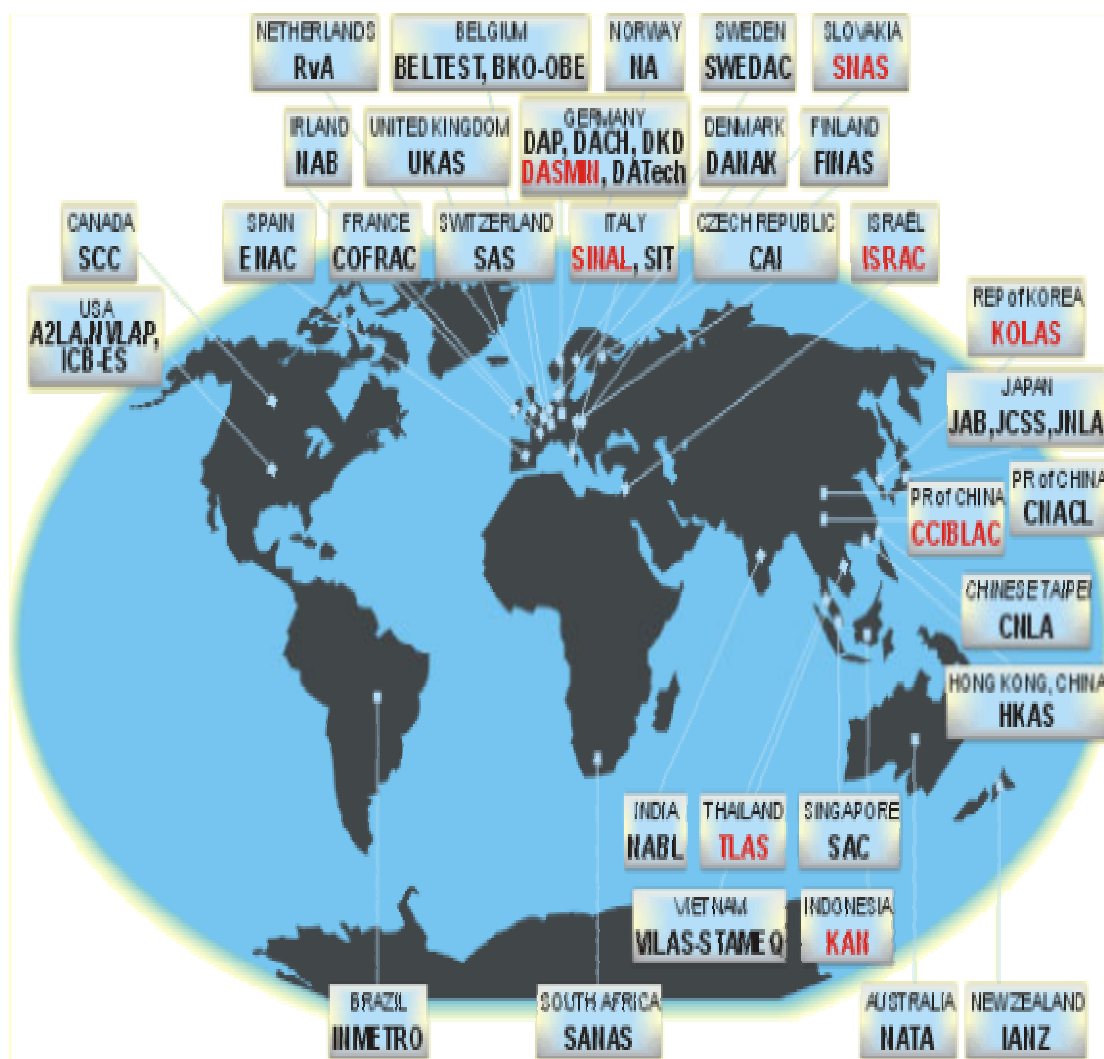


Fig. 5. Servicios de Tara y Calibración Internacionales con reconocimiento mutuo.

Fuente: <http://www.european-accreditation.org/mla/calibration.html>

1.4. Visión Global

Desde un punto de vista general se resume en la figura 7 las relaciones entre los usuarios, institutos de metrología y servicios de calibración. Los usuarios en general demandan calidad tanto en productos como servicios, las empresas a su vez demandan lo mismo de sus proveedores, así que al igual que las normas ISO por ejemplo se han convertido en una garantía, la acreditación electrométrica en este caso es una garantía de calidad, precisión y sobre todo trazabilidad. Tanto los fabricantes de instrumentación o servicios técnicos, los fabricantes de dispositivos eléctricos y electrónicos, laboratorios científicos, etc. , aseguran así que su instrumentación y todo los datos que se derivan, los dispositivos y material utilizados provenientes de otras marcas, etc., están en concordancia con los propios, tanto por la utilización del Sistema Internacional como por la precisión requerida.

Los encargados de emitir estos certificados administrativos son los servicios de calibración de cada país, SIT en Italia y ENAC en el caso de España. Ambos actúan de modo paralelo realizando análogas actividades y acuerdan a nivel europeo a través de la EA el reconocimiento mutuo, aunque lo puedan hacer también con terceros países particularmente, y mantienen relaciones bilaterales con cada entidad de acreditación.

De forma muy parecida los Institutos científicos de cada país, IEN en Italia y CEM en España, son los encargados de emitir los certificados técnicos de la instrumentación y procedimientos sirviendo de este modo de referencia científica a las entidades de acreditación. Mantienen relaciones bilaterales con otros Institutos aunque los puntos comunes y de encuentro sean la Conferencia General de Pesas y Medidas, Organización Internacional de Metrología Legal, European Collaboration in Measurement Standards, International Measurement Confederation y la Western European Legal Metrology Cooperation.

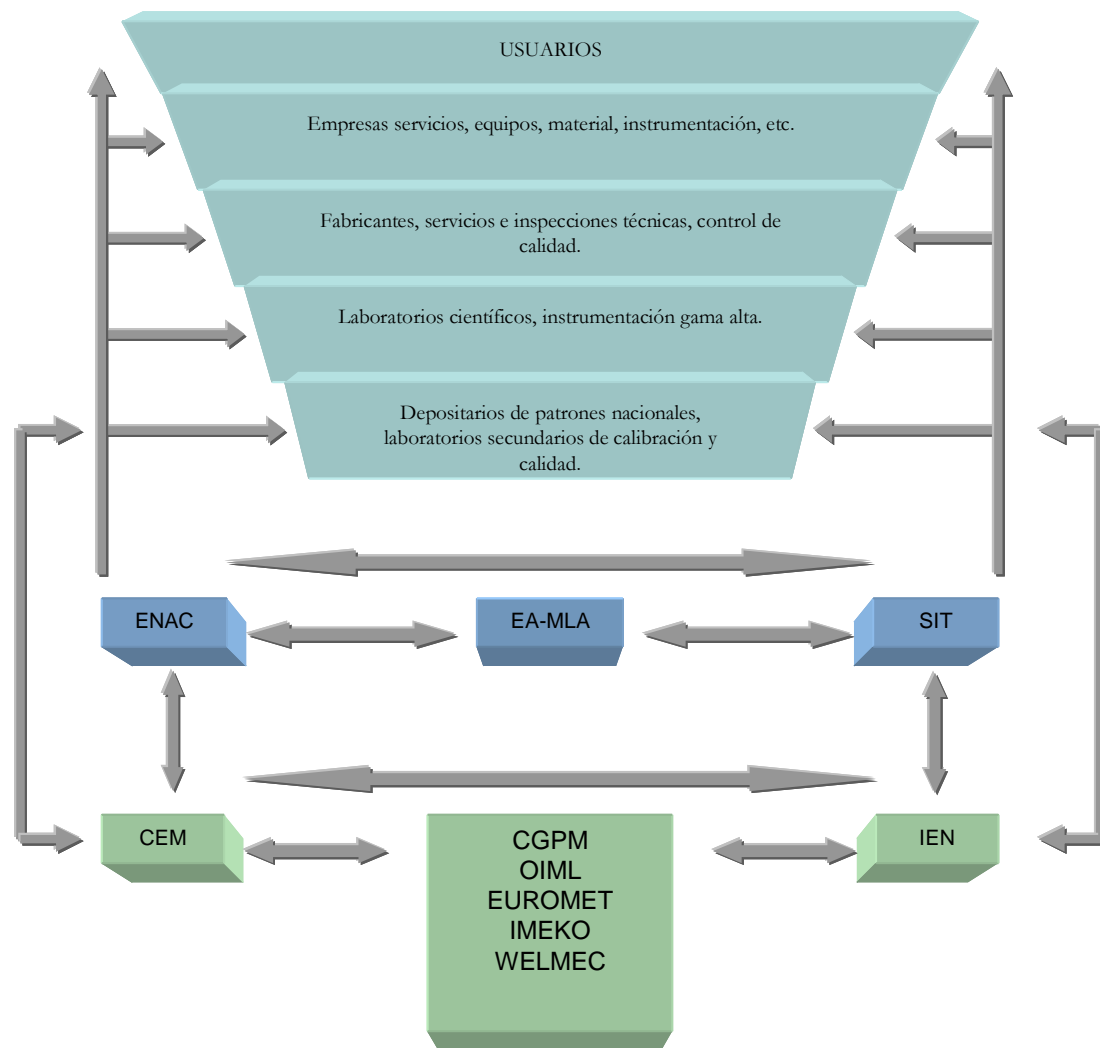


Fig. 6. Relaciones entre los Institutos de Metrología, entidades de acreditación y usuarios.

ENAC:	Entidad Nacional de Acreditación.
SIT:	Servizio Italiano di Taratura.
EA-MLA:	Acreditación Europea – Acuerdo Multilateral.
CEM:	Centro Español de Metrología.
IEN:	Instituto Electrotécnico Nacional Galileo Ferraris.
CGPM:	Conferencia General de Pesas y Medidas.
OIML:	Organización Internacional de Metrología Legal.
IMEKO:	International Measurement Confederation.
WELMEC:	Western European Legal Metrology Cooperation.
EUROMET:	European Collaboration in Measurement Standards.

CAPÍTULO 2. PATRONES NACIONALES

2.1. Patrones nacionales o primarios

Según el Vocabulario Internacional de Metrología, un patrón nacional es un patrón reconocido, por decisión oficial en un país, para servir como referencia para la asignación de valores a otros patrones de esa magnitud.

Antes de proceder a la definición de un patrón nacional es necesario haber demostrado de forma fehaciente la capacidad técnica de la institución depositaria del mismo y para ello haber participado en el mayor número de comparaciones internacionales posibles en esa magnitud.

Para una comunicación científica apropiada y efectiva, es esencial que cada unidad fundamental de magnitudes de un sistema, sea especificada y reproducible con la mayor precisión posible. El modo ideal de definir una unidad es en términos referidos a algún fenómeno natural constante e invariable de reproducción viable. Pueden elegirse arbitrariamente las unidades para cada magnitud, en la medida en que estén vinculadas por relaciones matemáticas a las unidades base, las que deben estar definidas unívocamente. Limitando la cantidad de unidades base, se logra considerable simplicidad en el sistema. Las unidades base son llamadas "fundamentales" y todas las demás "derivadas".

El Sistema Internacional establece siete unidades fundamentales (metro, kilogramo, segundo, amperio, Kelvin, candela y mol) y una larga lista de unidades derivadas. Para obtener trazabilidad nacional e internacional los Institutos Metrológicos nacionales deben definir, producir y mantener los patrones de tales magnitudes con la precisión y estabilidad necesarias según las directrices de las organizaciones internacionales (CGPM, EA, etc.).

En España en la actualidad se encuentran definidos los siguientes patrones nacionales:

Magnitud	Unidad	Laboratorio depositario
Masa	kilogramo	CEM
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	CEM
Longitud	metro	CEM
Temperatura termodinámica	kelvin	CEM
Intensidad luminosa	candela	IFA
Tiempo	segundo	ROA
Actividad (de un radio nucleido)	becquerel	CIEMAT
Exposición (rayos X y γ)	c/kg	CIEMAT
Dosis absorbida	gray	CIEMAT
Kerma	gray	CIEMAT

Presión	pascal	CEM
Volumen	litro	CEM
Fuerza	newton	CEM
Ángulo plano	radian	CEM

Tabla 2. Patrones nacionales y sus depositarios en España.

CEM: Centro Español de Metrología.

IFA: Instituto de Física Aplicada.

ROA: Real Instituto y Observatorio de la Armada.

CIEMAT: Centro de investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas.

Definición de las unidades fundamentales del Sistema Internacional.

Magnitud Física	Unidad	Definición
Longitud	Metro	A partir de 1983 se define como la distancia recorrida por la luz en el vacío en $1/299,792,458$ segundos.
Masa	Kilogramo	En 1889 se definió el kilogramo patrón como "la masa de un cilindro de una aleación de platino e iridio que se conserva en el Museo de Pesas y Medidas en París". En la actualidad se intenta definir de forma más rigurosa, expresándola en función de masas atómicas.
Tiempo	Segundo	Desde 1967 se define como la duración de $9.192.631.770$ períodos de la radiación correspondiente a la transición entre los dos niveles hiperfinos del estado natural del átomo de cesio-133.
Corriente Eléctrica	Amperio	La magnitud de la corriente que fluye en dos conductores paralelos, distanciados un metro entre sí, en el vacío, que produce una fuerza entre ambos conductores (a causa de sus campos magnéticos) de 2×10^{-7} N/m.
Temperatura	Kelvin	La fracción $1/273.16$ de la temperatura termodinámica del punto triple del agua.
Intensidad luminosa	Candela	La intensidad luminosa, en dirección perpendicular, de una superficie de $1/600,000$ m ² de un cuerpo negro a la temperatura de congelación del platino ($2,042^{\circ}$ K), a una presión de $101,325$ N/m ² .
Cantidad de sustancia	mol	La cantidad de sustancia de un sistema que contiene un número de entidades elementales igual al número de átomos que hay en $0,012$ Kg. de carbono-12.

Tabla 3. Definición de las unidades básicas del SI.

2.2. Patrón nacional de tensión

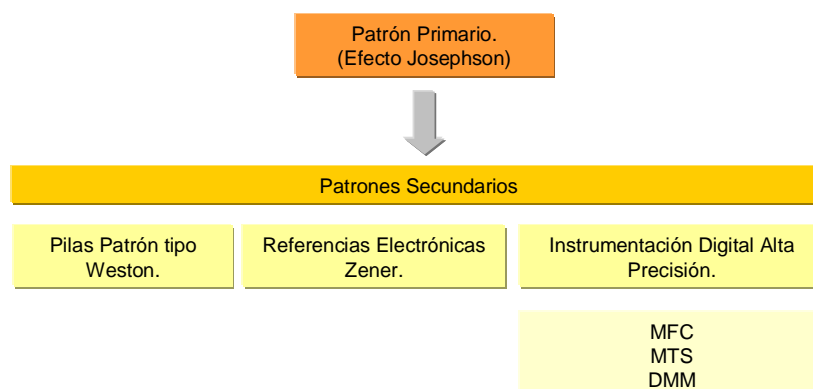
El patrón nacional de tensión en régimen continuo se basa en el Efecto Josephson, actualmente este experimento es punto de partida para todos los países con trazabilidad internacional en metrología eléctrica.

Por otra parte, es importante señalar que del voltio y el ohm se derivan otras magnitudes eléctricas y sus patrones tales como: intensidad de corriente continua, tensión e intensidad de corriente alterna, potencia, energía, etc. Si bien el Sistema Internacional establece como unidad básica el amperio y la define como la corriente que fluye en dos conductores paralelos, distanciados un metro entre sí, en el vacío, que produce una fuerza entre ambos conductores de 2×10^{-7} N/m, la realización de este experimento físico no nos proporciona la exactitud necesaria hoy en día. Por esto se ha adoptado internacionalmente el Efecto Josephson para la obtención del Patrón Primario de tensión continua y el Efecto Hall Cuántico para la obtención del Ohm y a partir de estas dos magnitudes obtener los patrones de las restantes.

Los Laboratorios Secundarios e Industriales de Mediciones Eléctricas, cuentan con Patrones Eléctricos como:

- ❑ Pilas Patrón Tipo Weston utilizadas desde principios del siglo XX como patrones Primarios con una tensión nominal de 1.018 V.
- ❑ Referencias Electrónicas en base al diodo Zener con tensiones nominales de 1V, 1.018V y 10V introducidas en la década de los ochenta.
- ❑ Voltímetros Digitales de Alta Exactitud.

Estos patrones, llamados Patrones Secundarios, representan físicamente la unidad de tensión en régimen continuo. La calibración de estas referencias de tensión en continua, hoy en día instrumentos digitales alta precisión, se debe realizar periódicamente con otra referencia de tensión de mejor nivel de exactitud como el patrón basado en el Efecto Josephson.



MFC: High Precision Multifunction Calibrator.

MTS: Multifunction Transfer Standard.

DMM: High Precision Digital Multimeter.

Fig. 7. Estructura de los Patrones de Tensión.

2.3. Patrón de Tensión Josephson

El Patrón de Tensión Josephson es una de las piedras angulares en el desarrollo tecnológico de la metrología eléctrica. Su origen se basa en un fenómeno de la Física Cuántica descubierto por el Nobel Josephson en 1962, el cuál predijo teóricamente ciertos efectos que ocurrirían cuando se combinaran dos superconductores en una unión separados por una fina capa de aislante y ésta fuera excitada.

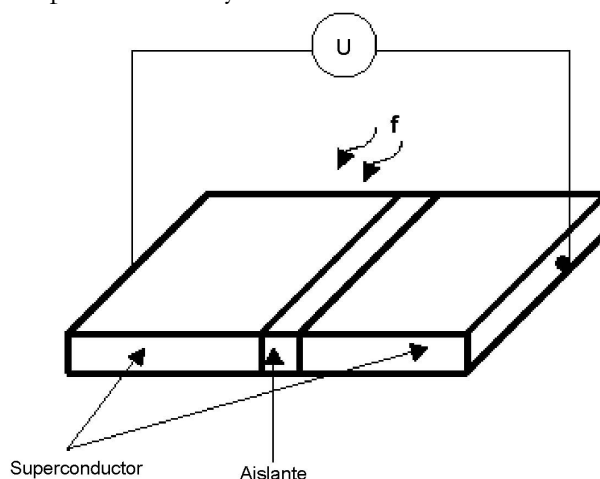


Fig. 8. Unión Josephson, al irradiar una frecuencia del orden de microondas (75GHz) se genera una tensión en los extremos de la unión.

Josephson descubrió una relación que vincula la tensión con la frecuencia y determinadas constantes universales. Estas constantes son la **carga del electrón** y la **constante de Planck**, las que influyen a través de la relación $2e/h$, llamada constante de Josephson. El dispositivo está basado en una unión formada por dos superconductores aislados por una fina capa aislante. La aplicación de una tensión continua U provoca una cierta corriente continua por efecto túnel (1), pero al mismo tiempo aparece una corriente alterna de muy alta frecuencia relacionada con dicha tensión (2). La unión trabaja como un **transductor frecuencia tensión**. Lo interesante es que las frecuencias se pueden medir con incertidumbres del orden de 10^{-13} .

Josephson derivó una ecuación para la corriente túnel superconductor cuando se aplica una diferencia de potencial:

$$I = I_c \sin\left(\frac{4\pi \cdot e}{h} \int V dt\right) \quad (1)$$

Donde:

I : corriente de la unión.

I_c : corriente crítica (es constante de la unión).

V : tensión en la unión,

e : carga del electrón,

h : constante de Planck.

Esta corriente continua atraviesa la barrera sin una caída de tensión y a este efecto se le conoce como el Efecto Josephson de corriente continua. A tensiones finitas aparece

una corriente de conducción normal, pero también existe una corriente alterna con una frecuencia f_J (frecuencia de oscilación de unión) la cual está directamente relacionada con la tensión U que aparece en la barrera. La siguiente ecuación nos muestra esta relación:

$$f = (2e/h) U \quad (2)$$

Esta corriente alterna puede modularse en frecuencia si la unión se irradia con una señal de alterna de frecuencia f .

La auto-oscilación de la unión tiene una fuerte tendencia a establecerse en fase con la frecuencia de la señal alterna aplicada f . En este caso se puede ver sobre la gráfica de I - V de la unión (Fig. 9) que se produce un escalón de tensión con una resistencia diferencial de cero; el ancho de la corriente del escalón depende de la magnitud de la tensión en corriente alterna.

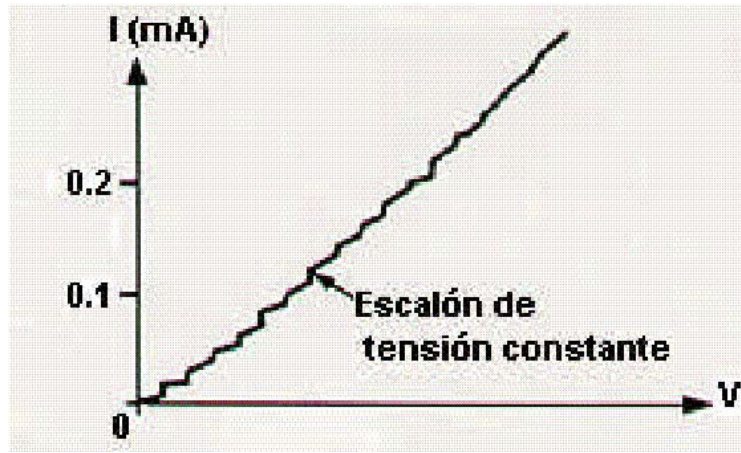


Fig. 9. Curva característica V - I de la unión Josephson.

También es posible para la unión establecerse en fase a frecuencias armónicas de f , lo cual da como resultado la aparición de una serie de escalones de tensión como lo describe la siguiente ecuación:

$$V_n = n \frac{h}{2e} f \quad (3)$$

donde n es un número entero y V_n es la tensión a la cual ocurre el n -ésimo escalón. La tensión queda entonces expresada en función de la frecuencia y la constante de Josephson ($2e/h$). Se llegó a un acuerdo internacional para definir la tensión Josephson (V_J) como la nueva definición del voltio, por medio de la ecuación:

$$V_J = n \frac{1}{K_J} f \quad (4)$$

donde n es el número total de los escalones de tensión cuantizados en las uniones Josephson conectadas en serie. Esta nueva definición del voltio se hizo efectiva a partir del 10 de Enero de 1990, con la adopción del valor exacto de la constante Josephson:

$$K_{J-90} = 2e/h = 483\,597.9 \text{ GHz/V} \quad (5)$$

Los dispositivos contruidos para producir el patrón de tensión Josephson de 1V y 10V están formados por uniones Josephson en serie (de 3000 a 150000). Dicho experimento se realiza en un ambiente criogénico (temperaturas del orden de 3 K) ya que los materiales utilizados (Niobio por ejemplo) presentan el estado de superconductor a estas temperaturas. En la figura 10 podemos ver el dispositivo Josephson utilizado en el IEN y en la figura 11 el laboratorio donde se realiza tal experimento, se observa el tanque de Helio líquido donde se introduce tal dispositivo para conseguir las temperaturas de trabajo.

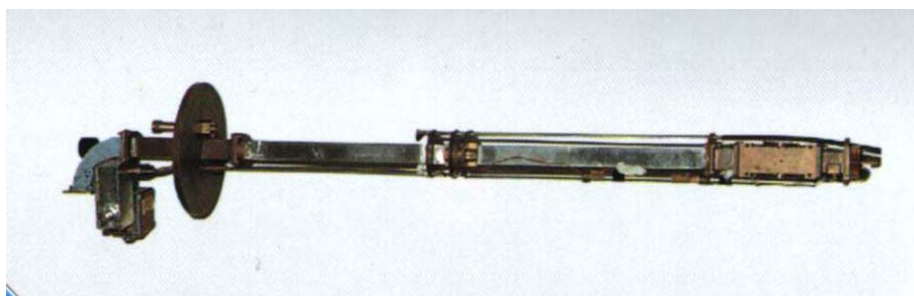


Fig. 10. Dispositivo Josephson.



Fig. 11. Laboratorio Patrón de Tensión Josephson.

2.4. Patrón de las magnitudes de tensión y corriente en régimen alterno

Para poder efectuar medidas precisas en alterna, los multímetros y medidores de transferencia programables deben ser tarados mediante instrumentos más precisos referidos a los patrones nacionales.

El conjunto de las operaciones, las definiciones y el mantenimiento del patrón de medida lleva a la tara y calibración de los instrumentos, o sea, a la construcción de un patrón o referencia la cual es una tarea generalmente desarrollada en los laboratorios metrológicos nacionales.

El patrón de tensión alterna deriva de la tensión en continua, y los pasos conceptuales necesarios para esta operación son:

- ❑ La reproducción periódica de la unidad de tensión en continua mediante un sistema de medida basado en el **efecto Josephson**, que permite asociar con gran precisión un nivel de tensión a la frecuencia de una señal eléctrica.
- ❑ El mantenimiento de los patrones mediante pilas patrón (tipo Weston), referencias electrónicas de tensión basadas en diodos Zener e instrumentación de alta precisión utilizada expresamente para tal objetivo.
- ❑ Desarrollo de una escala para la tensión en continua mediante divisores resistivos a partir del patrón de tensión Josephson al nivel de 1V o 10V.
- ❑ La tara en alterna a cada valor de tensión para la comparación con el correspondiente valor en continua mediante patrones de transferencia de continua/alterna.

Para la corriente, aunque esta magnitud sea considerada unidad fundamental del Sistema Internacional, el desarrollo del patrón lleva consigo un número de pasos superior porque implica el uso de derivadores de corriente (Shunt)¹, y por tanto la reproducción y mantenimiento de la unidad de tensión y resistencia eléctrica obtenida a partir del Efecto Hall cuántico.

En este caso, una vez obtenida la escala de los valores en corriente continua, la tara de los generadores o medidores en alterna se efectúa mediante patrones de transferencia de corriente continua corriente alterna.

La transferencia continua alterna se explica en profundidad en el Capítulo 3.

¹ La asociación en paralelo llamada también derivación o shunt se suele aplicar a los montajes en los que es necesario limitar la corriente que atraviesa un determinado aparato de medida, es decir protegerlo, drenando el exceso de corriente por medio de una resistencia en paralelo.

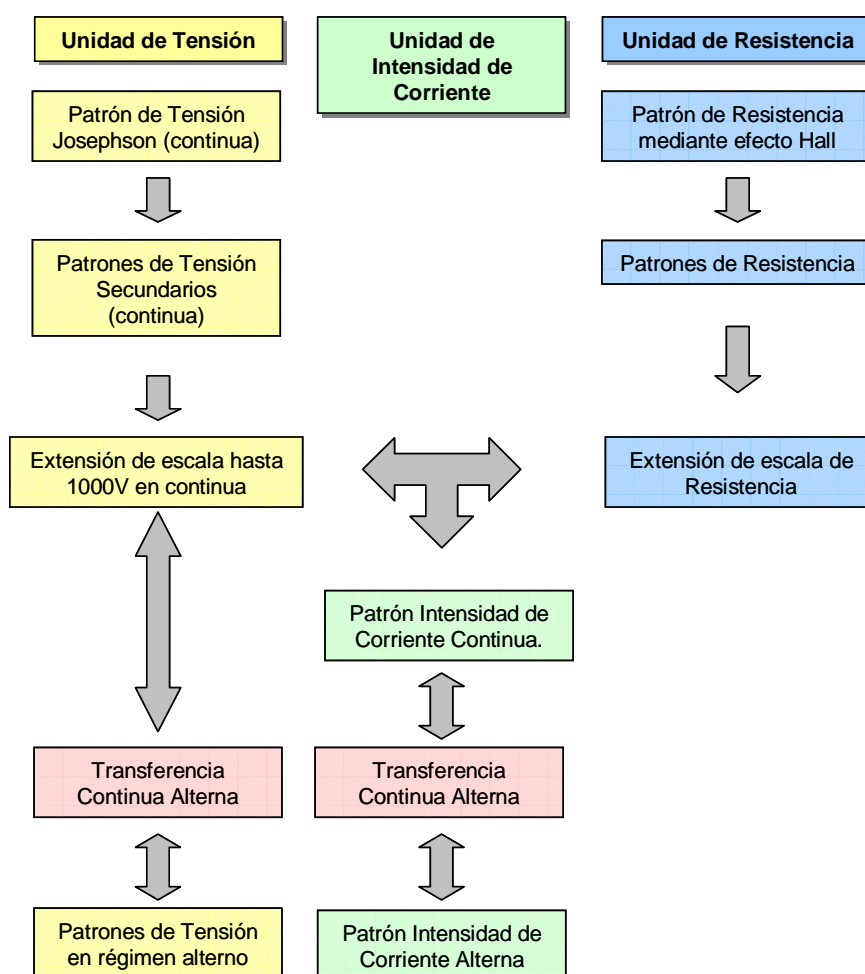


Fig. 12. Esquema del desarrollo de los patrones de tensión alterna y corriente alterna

2.5. Proceso de Calibración del IEN

A finales de los años ochenta, la introducción en el campo de la metrología eléctrica de instrumentos electrónicos de alta precisión como los calibradores multifunción (MFC), multímetros digitales (DMM) y últimamente los trasferidores multifunción standard (MTS), ha llevado a cambiar las técnicas en la trazabilidad de las magnitudes eléctricas.

Las principales características de estos instrumentos, alto nivel de precisión, propiedades multifunción y programabilidad, han hecho de ellos una buena referencia standard para muchos laboratorios secundarios, por esto los laboratorios primarios se ven obligados a facilitar unas garantías y unos niveles de precisión en la calibración de estos instrumentos, además de simplificar y abaratar estos procesos. De esta forma se han desarrollado sistemas automáticos de calibración, este tipo de calibración recibe el nombre de “*Programmable Electrical Instruments Calibration Laboratory*” (PEICLab).

El PEICLab se apoya en patrones de trabajo, referencia o secundarios de alta precisión comparados y calibrados cada cierto tiempo con los primarios como son:

- ❑ Patrón referencia de tensión 10V Zener.
- ❑ Divisor de tensión resistivo con dos relaciones de tensión fijas de 1:10 y 1:100.
- ❑ Divisor de tensión resistivo e inductivo de relación de tensión de 0 a 1 en pasos de 10^{-7} .
- ❑ Un abanico de resistencias patrón para todos los valores decimales de 1Ω a $100M\Omega$.
- ❑ Una serie de shunts con valores de 0.02Ω a 0.5Ω .
- ❑ Dos “ac/dc voltage transfer” programables con una colección de shunts para alta frecuencia.

Standards en funcionamiento:

- ❑ Tres calibradores multifunción de alta precisión (MFC1, 2 y 3 en la Fig.13), dos de ellos con calibración artifact, controlados a través de un PC con un software específico.

Standards de transferencia:

- ❑ Cuatro multímetros digitales de alta precisión;
- ❑ un “multifunction transfer standard”.

Instrumentos auxiliares:

- ❑ Galvanómetro o detector de cero, nanovoltímetro.

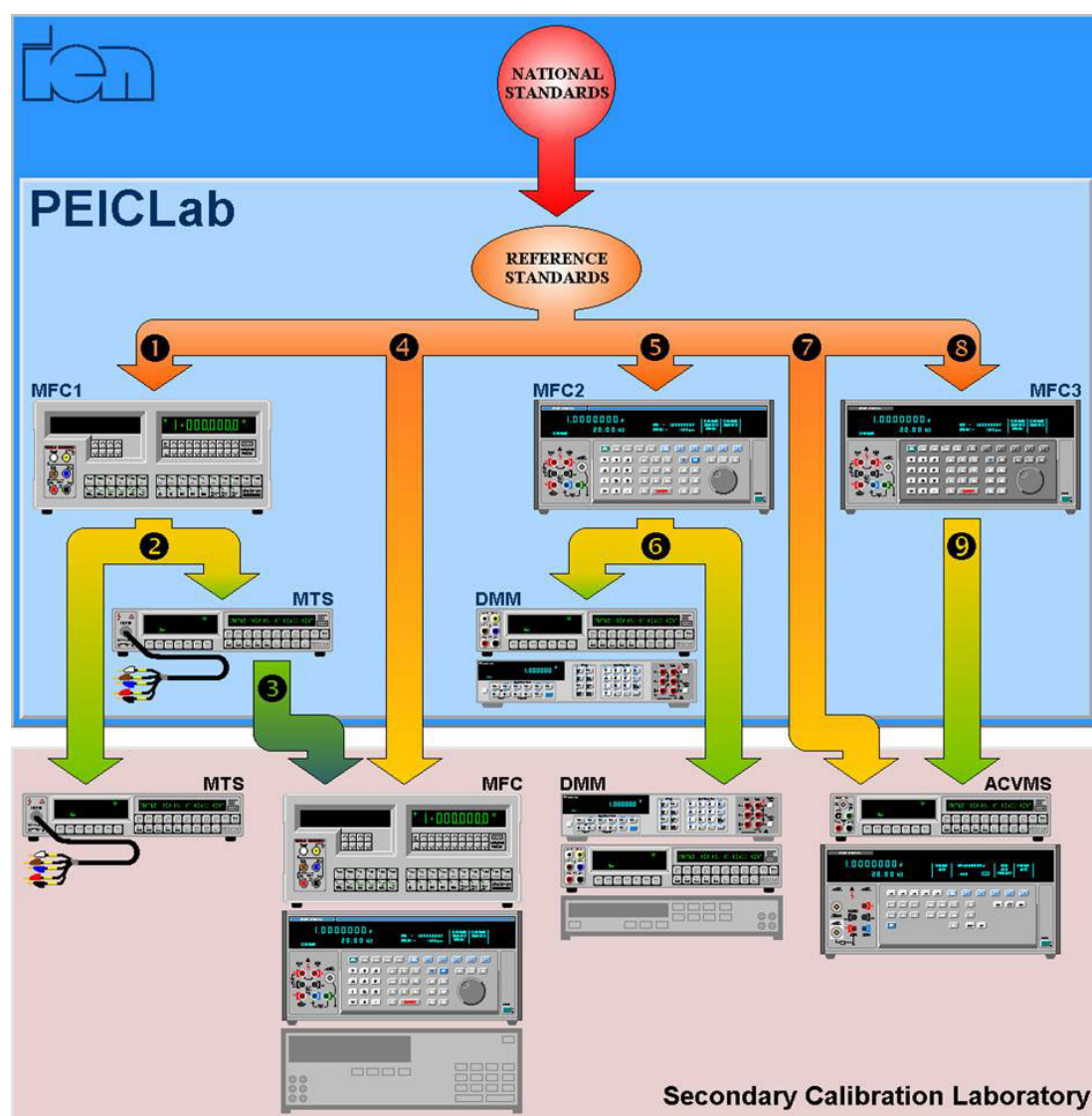


Fig. 13. Pasos en el proceso de calibración del IEN. (Ver tabla 4).

MFC:	High Precision Multifunction Calibrator
MTS:	Multifunction Transfer Standard
DMM:	High Precision Digital Multimeter
ACVMS:	ACV Measurement Standard
PEICLab Standards:	
MFC1:	Datron 4808
MFC2:	Fluke 5720A
MFC3:	Fluke 5700A
MTS:	Wavetek 4950
DMM:	three Wavetek-Datron 1281, one HP 3458A

El proceso de calibración se puede realizar a través de diferentes pasos, dependiendo del instrumento bajo calibración.

Instrumento en calibración.	Pasos
MTS	<ol style="list-style-type: none"> 1. Calibración semiautomática del MFC1 con respecto referencias patrón del PEICLab. (Reference Standars). 2. Calibración automática de los MTSs (del IEN y de los laboratorios secundarios).
DMM	<ol style="list-style-type: none"> 5. Calibración del MFC2 con respecto referencias patrón del PEICLab. 6. Calibración automática de los DMMs (del IEN y de los laboratorios secundarios).
ACVMS	<ol style="list-style-type: none"> 7. Calibración automática de ACVMSs de los laboratorios secundarios con respecto al patrón ac/dc del PEICLab, usando como fuente el MFC3 ó 8. Caracterización en tensión alterna del MFC3 con respecto a los patrones referencia del PEICLab. 9. Calibración automática de ACVMSs de los laboratorios secundarios a través del MFC3.
MFC	<ol style="list-style-type: none"> (1→2→) 3 Calibración automática de los MFCs de los laboratorios secundarios a través del IEN MTS ó 4. Calibración del MFC del laboratorio secundario con respecto los patrones referencia del PEICLab.

Tabla 4. Pasos en el proceso de calibración (Ver Fig.13).

El proceso de calibración de un instrumento multifunción, con el fin de obtener acreditación metrológica, consiste siempre en tres pasos:

- ❑ Verificación inicial para evaluar como el instrumento ha mantenido su precisión desde la calibración anterior.
- ❑ Puesta a punto, para transferir la trazabilidad de los patrones de referencia al instrumento en calibración.
- ❑ Verificación final para controlar la correcta ejecución del proceso.

La principal actividad del PEICLab consiste en estudiar las características metrológicas de los instrumentos multifunción y otras propiedades como por ejemplo la estabilidad térmica del instrumento a medio (1 mes) y corto plazo (24 horas) con el fin de:

- ❑ Obtener procesos de calibración cada vez más exactos, sencillos y baratos dentro de los márgenes de precisión requeridos.
- ❑ Permitir las comparaciones entre laboratorios.
- ❑ Asegurar la fiabilidad y repetibilidad de los procesos. “artifact calibration”.
- ❑ Proporcionar la calibración de los instrumentos patrón de los laboratorios secundarios.

2.6. Trazabilidad por debajo de 500mV

A través de estos procesos de calibración se obtienen los datos necesarios para cumplimentar la documentación necesaria para la tara y la consiguiente acreditación de los mismos, en los que se hará figurar la diferencia entre los valores aplicados realmente por los patrones y los medidos por los instrumentos, del mismo modo se adjuntará la incertidumbre suma de toda la instrumentación utilizada en el proceso y que se arrastra en la posterior toma de medidas del instrumento calibrado.

En la siguiente tabla (Fig. 14) vemos una página del certificado de tara y calibración de un instrumento, en concreto un Medidor Patrón de Tensión Alterna de la marca FLUKE modelo 5790-A proveniente del Centro Electrotécnico Experimental Italiano (CESI, Milán), el certificado completo se adjunta en el anexo 1 donde se puede observar también el modelo de documentación. El anexo 2 contiene el certificado de otro multímetro de las mismas características recibido del FIAR S.P.A. (Fabbrica Italiana Apparecchiature Radioelettriche SPA) que fue utilizado también en posteriores pruebas.

En la tabla vemos representados los errores existentes en partes por millón entre los patrones y los valores medidos por el instrumento. En ordenadas la tensión aplicada y en abscisas la frecuencia de la misma. Nótese que no existe trazabilidad por debajo de los 500mV para frecuencias mayores a 1KHz, queda sin calibrar la zona de tensiones inferiores a este nivel de tensión de 1KHz a 1MHz (zona sombreada en amarillo).

De aquí el objetivo de obtener tensiones taradas partiendo de niveles mayores a través de un transformador de banda ancha lo suficientemente estable y preciso que pueda ser usado en un procedimiento “step-down” para obtener trazabilidad en estos niveles de tensión inferiores.

Esta misma tabla sirve para darnos una idea de los niveles de precisión menores cuanto menor es la tensión y mayor la frecuencia.

TABELLA 3 - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso B

Tensione applicata (mV)	Portata 4920 (mV)	20,0 Hz (10^{-5})	40,0 Hz (10^{-6})	1,00 kHz (10^{-5})	20,0 kHz (10^{-6})	30,0 kHz (10^{-6})	50,0 kHz (10^{-6})	100 kHz (10^{-5})	300 kHz (10^{-6})	500 kHz (10^{-6})	1,00 MHz (10^{-6})
1,0000	2,2		100	100							
5,0000	7		60	60							
10,000	22		50	50							
30,000	70		17	17							
50,000	70		12	12							
100,000	220		12	12							
(V)	(V)	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-5})	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-6})	(10^{-6})
0,300000	2,2		-6	-8	-5			50			1480
0,500000	2,2		1	-2	-5			45		250	1480
1,000000	2,2	-10	-9	-7	-2		20	75	120	300	1500
2,000000	2,2		-3	-3	-2			75		300	1500
3,000000	7		-7	-2	3			50		100	100
4,000000	7		-8	0	0			40		95	80
5,000000	7		-9	-9	-1			30		90	80
6,000000	7		-9	-11	-5			15		85	80
8,000000	22		-10	-11	-5			20		115	260
10,000000	22	-11	-9	-12	-9		-10	15	50	110	250
20,000000	22		-8	-9	-9		-10	15	50	96	
30,000000	70		-7	-3	-8			-8			
50,000000	70		-4	-5	-7			-10			
100,000000	220	-14	-14	-12	-5		-3	20			
200,000000	220		1	-10	-5		5	20			
300,000000	700		3	-9	-85		-490	-1840			
500,000000	700		3	-9	-95		-490	-1860			
600,000000	700		4	-10	-100		-500	-1870			
700,000000	700		4	-10	-100		-500				
1000,000000	1000		8	-12	-90	-190	-500				

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

V. L.

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione con forme parziali di questo documento soltanto su autorizzazione scritta del RIN, da riportare con il numero di protocollo a sua alla riproduzione.

Fig. 14. Tabla de calibración realizada en el IEN de un Medidor de Tensión Alterna.

CAPÍTULO 3. TRANSFERENCIA CONTINUA ALTERNA

3.1. Convertidores continua alterna

En los laboratorios metrológicos los patrones de transferencia de continua a alterna se basan en convertidores térmicos, utilizados tanto para medidas de tensión como medidas de corriente. El componente esencial de los convertidores es un elemento termoelectrónico, que puesto en serie a una resistencia adicional permite la medida de tensiones o en paralelo para la medida de corriente.

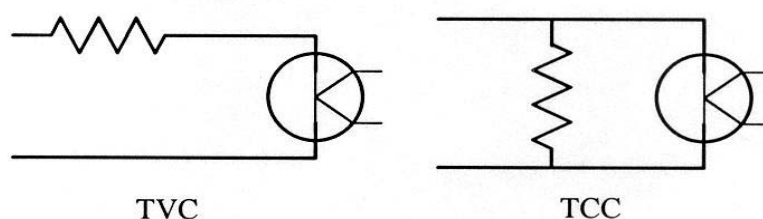


Fig. 15. Representación esquemática de TVC (Thermal voltage converter) y TCC (Thermal current converter).

3.1.1. Elementos termoelectrónicos

Los elementos termoelectrónicos de tipo tradicional (Fig.15) son dispositivos relativamente simples, encerrados en un contenedor en el que se ha producido un nivel de vacío suficiente para que las perturbaciones térmicas por convección sean eliminadas.

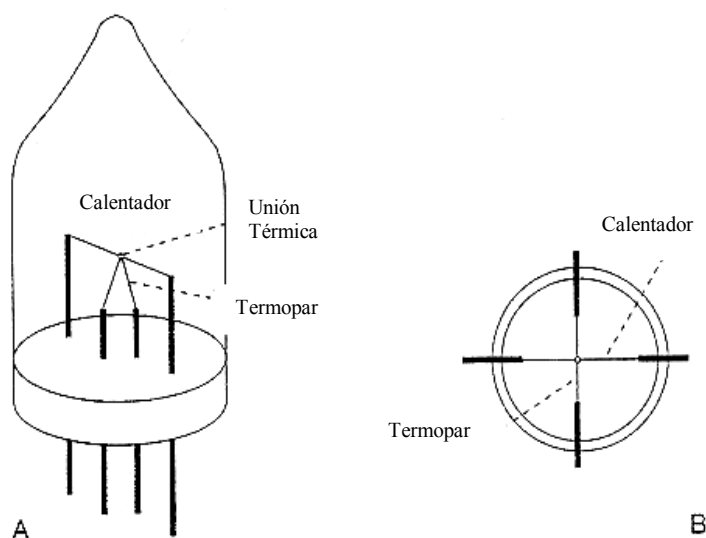


Fig. 16. Representación esquemática de elementos termoelectrónicos a única unión para frecuencias de hasta 1MHz (A) y 100MHz (B).

Cada dispositivo está constituido por un delgado hilo (calentador) y por uno o más termopares eléctricamente aislados del calentador pero en estrecho contacto térmico con él.

Al paso de la corriente eléctrica el calentador aumenta su temperatura respecto a la del ambiente circundante y la diferencia de temperatura es puesta de manifiesto por uno o más termopares que generan una fuerza electromotriz.

Existen numerosos problemas para su utilización como medidores, como pueden ser la sensibilidad, la no linealidad y la dependencia a la temperatura externa, pero también tienen una ventaja relevante, y es que tienen una respuesta muy similar tanto en alterna como en continua, porque la fuerza electromotriz producida como salida depende solo de la potencia térmica disipada en el calentador.

En consecuencia, un elemento termoelectrónico puede ser utilizado para establecer la equivalencia entre potencia producida por una señal alterna y la producida por una en continua, y en condiciones ideales la obtención de la misma fuerza electromotriz a la salida indica que la energía térmica producida por efecto Joule por las dos señales es la misma. Idealmente la energía térmica producida en continua es igual a la producida en alterna.

Basándonos en la relación de potencia disipada en una resistencia debida a una corriente o una tensión, se desprende:

$$P = I_{ef}^2 \cdot R = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad (6)$$

$$R \cdot I_{cc}^2 = R \cdot I_{ef}^2 \quad (7)$$

$$\frac{V_{cc}^2}{R} = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad (8)$$

Siendo:

R: resistencia del calentador.

V_{cc}: tensión continua.

I_{cc}: corriente continua.

V_{ef}: valor eficaz de la tensión alterna.

I_{ef}: valor eficaz de la corriente alterna.

Por tanto los elementos termoelectrónicos pueden desempeñar el papel de convertidores continua a alterna sea para tensión o corriente.

3.1.1.1. PMJTCs

En los últimos años (1998-2000) el Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Alemania, ha desarrollado termoconvertidores multiunión de tipo planar (PMJTCs). Estos dispositivos trabajan en el intervalo de frecuencia de 10Hz a 1MHz y son fabricados para trabajar a tensiones nominales máximas de 3 V.

Algunas de las principales características de estos dispositivos son las siguientes:

- Por su particular diseño con técnicas de película delgada los efectos térmicos son minimizados.

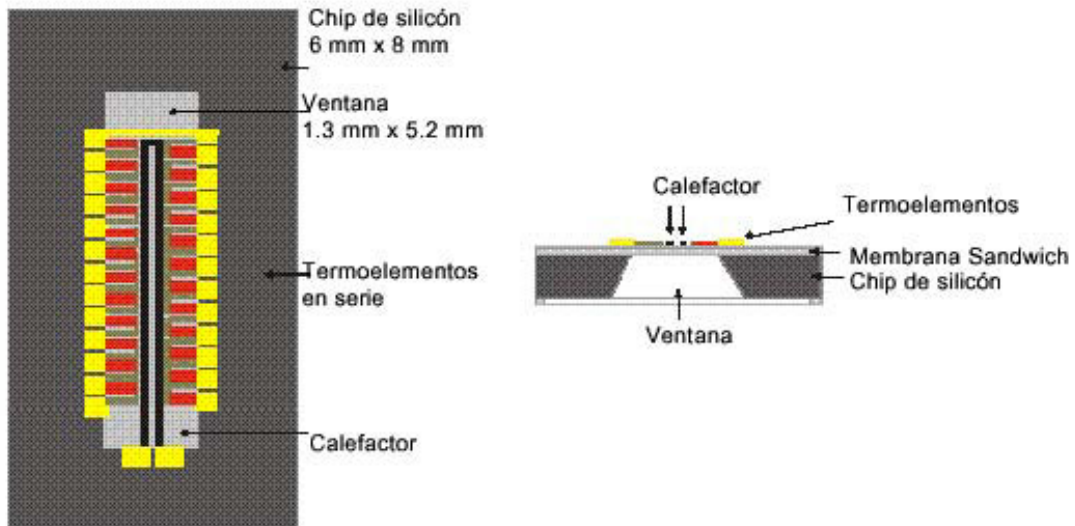


Fig. 17. Diseño de un PMTJC.

- Tienen una respuesta plana en los intervalos de audiofrecuencias.

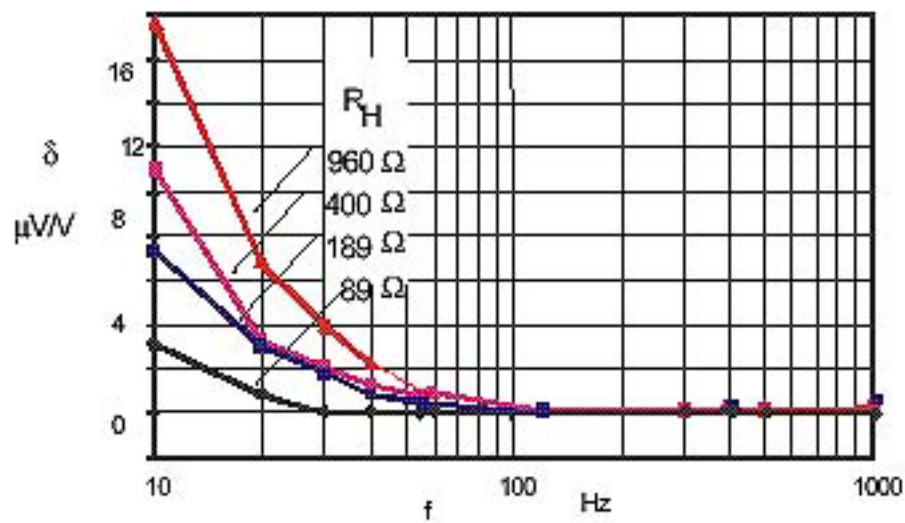


Fig. 18. Comportamiento en baja frecuencia de los PMJTCs, dependiendo de su resistencia de calentador (R_{Heater}).

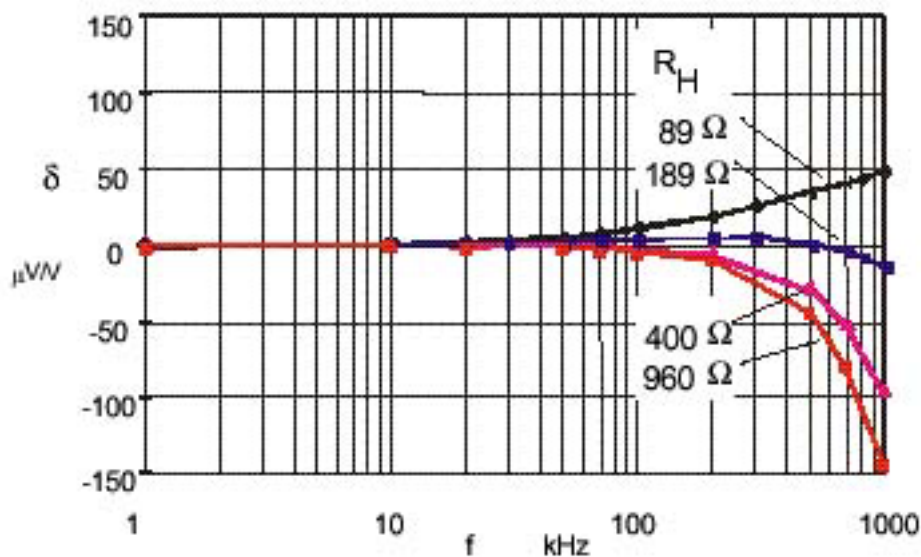


Fig. 19. Comportamiento en alta frecuencia de los PMJTCs dependiendo de su resistencia de calentador (R_{Heater}).

- Su respuesta es independiente del nivel de tensión aplicado.

Ya que los PMJTCs sólo son fabricados para tensiones máximas de 3 V, para utilizarse a tensiones mayores se usan resistencias conectadas en serie que limiten la corriente que circula por el PMJTC. Considerando la característica de independencia respecto a la tensión y utilizando resistencias adecuadas, la diferencia ac-cv de un conjunto PMJTC mas resistencia puede considerarse constante del 10% de su intervalo de tensión hasta el 110%.

3.1.2. Causas de error en los convertidores termoelectricos reales

En los elementos térmicos reales la equivalencia entre las magnitudes en continua y alterna no cumple las condiciones ideales. Al efecto Joule se suman diversos efectos físicos que modifican el comportamiento ideal que haría cumplir a la perfección las ecuaciones (6), (7) y (8) anteriores.

Desde el punto de vista descriptivo las causas del diverso comportamiento entre continua y alterna se subdividen basándose en la frecuencia a la cual se produce una mayor diferencia. Como consecuencia del paso de la corriente eléctrica se manifiestan dos efectos termoelectricos que se superponen al efecto Joule y son responsables de una producción o absorción de potencia térmica.

Efecto Peltier que se produce en el extremo del calentador en la unión entre conductores diferentes.

Efecto Thompson que se produce a lo largo de todo el calentador y depende del sentido y la intensidad de corriente.

En continua estos dos efectos termoeléctricos producen la distribución de temperatura dependiendo del sentido de la corriente que circula por el calentador. En alterna en cambio, como consecuencia de la inercia térmica del calentador la influencia en la distribución de la temperatura de los dos efectos se anula.

Para remediar las diferencias producidas por los efectos termoeléctricos, además del empleo de materiales cada vez más idóneos que los minimicen, se emplean soluciones que nos den la temperatura a lo largo de todo el calentador mejor que en un solo punto (unión térmica). Al integrar la temperatura a lo largo de todo el calentador se ve menos influenciada por los efectos termoeléctricos que la temperatura en un solo punto. Utilizando por lo tanto un cierto número de termopares distribuidos a lo largo de todo el calentador y conectándolos en serie se obtienen mejores mediciones, por lo que se fabrican elementos térmicos en multiunión, que tienen como ventaja añadida una mayor sensibilidad (MJTCS, PMJTCS)².

Un segundo tipo de problemas es el que se produce a **baja frecuencia**. En presencia de una potencia térmica variable en el tiempo, la inercia del calentador no es suficiente para mantener una temperatura constante. Se tiene una mayor dificultad para determinar el valor medio de fuerza electromotriz, que varía en el tiempo a frecuencia doble que la de alimentación, y además por el efecto de no linealidad de los fenómenos térmicos se produce una diferencia entre el valor medio de fuerza electromotriz y el que se tendría en continua. Esta diferencia tiende a crecer rápidamente al disminuir la frecuencia y por esto normalmente no se hacen mediciones de transferencia con convertidores térmicos por debajo de los 10Hz. A modo de ejemplo podemos ver el comportamiento en los PMJTCS (Fig.18).

Un tercer tipo de problemas es el producido a frecuencias elevadas debido a efectos electromagnéticos. En este caso las diferencias respecto al comportamiento del dispositivo en continua se deben a inductancias y capacidades parásitas en los conductores, conectores y el calentador. En estos componentes a frecuencia elevada su resistencia se ve modificada por efecto Skin.

Debido a estos efectos, a frecuencias elevadas el calentador no recibe toda la corriente presente a la entrada del dispositivo, o bien, si se trata de un convertidor de tensión, ésta difiere de la de ingreso. La diferencia entre el comportamiento en continua y en alterna crece rápidamente al crecer la frecuencia como se ve en la gráfica del comportamiento de los PMJTCS (Fig.19). Usualmente para frecuencias elevadas se utilizan convertidores de simple unión (Fig. 20. SJ- single junction) que se ven menos influenciados por los efectos en alta frecuencia.

² MJTC: termoconvertidor multiunión (multijunction termoconverter). PMJTC: termoconvertidor multiunión planar (planar multijunction termoconverter).

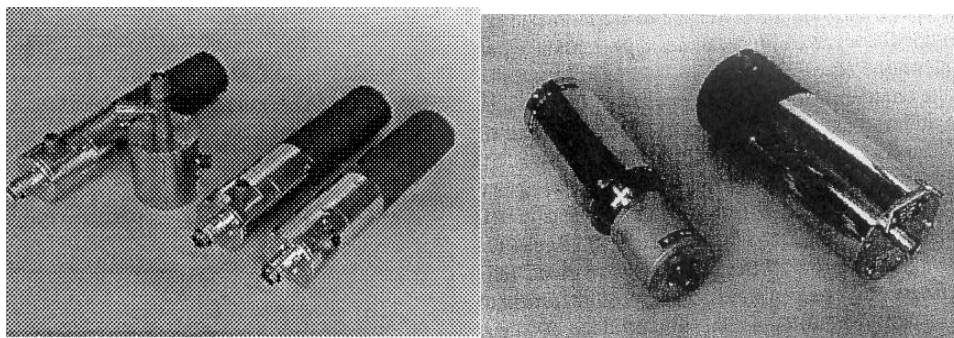


Fig. 20. Convertidores termoeléctricos de simple unión (SJ) de tensiones nominales 700V – 1000 V utilizados en el IEN.

3.1.3. Resistencias adicionales y derivadores para frecuencia elevada.

Las resistencias adicionales para los convertidores térmicos están constituidas por resistencias con pantalla coaxial (Fig.21) que se colocan en serie a un elemento térmico y permiten la medida de tensiones hasta 1000V.

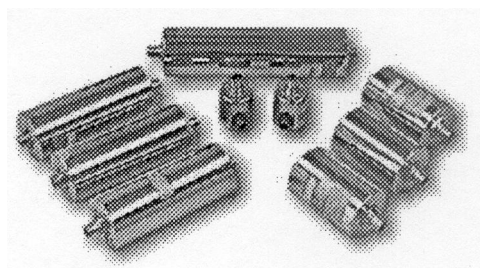


Fig. 21. Resistencias adicionales para convertidores térmicos.

Esta construcción conlleva, para valores de resistencia elevados ($50\text{--}100\text{K}\Omega$) necesarios para tensiones y frecuencias elevadas, una capacidad parásita no despreciable entre la resistencia y la pantalla externa. Para reducir los efectos de esta influencia se han utilizado oportunas pantallas puestas en correspondencia a las terminaciones de las resistencias, que introducen una compensación de la capacidad parásita.

También los derivadores de corriente son proyectados de tal forma que tengan su resistencia independiente de la frecuencia aplicada. Los mejores derivadores de corriente son generalmente de tipo coaxial, reducen su inductancia parásita a un valor aceptable. Son resistencias de bajo valor con parámetros parásitos despreciables, se colocan en paralelo al elemento térmico utilizado como sensor de tensión y permiten la medida de corrientes de hasta 20A.

En el error de transferencia en convertidores para corrientes elevadas asume una importancia esencial la inductancia mutua entre el circuito de alimentación y el de conexión al elemento termoeléctrico. En cambio, en los convertidores para corrientes menores de

0.1A asumen un aspecto relevante la capacidad de ingreso y el sistema de alimentación. Para mejorar los resultados de comparación entre convertidores de corriente en alta frecuencia se han puesto a punto sistemas que suministran la alimentación de corriente de modo que la pantalla externa de los convertidores esté a potencial tierra. En las resistencias adicionales y en los derivadores de corriente la principal causa de diferencia entre el comportamiento en alterna y continua se manifiesta como consecuencia de efectos electromagnéticos y está unido a la frecuencia de funcionamiento.

3.1.4. Error de transferencia de continua alterna.

El parámetro que caracteriza a los convertidores térmicos desde el punto de vista electrométrico es el error de transferencia de continua a alterna, que para cada convertidor depende del valor de la tensión o la corriente aplicada y de la frecuencia. El error de transferencia está definido como la diferencia relativa entre los valores de tensión o corriente alterna y la correspondiente en continua que producen la misma fuerza electromotriz a la salida del convertidor. Este error se expresa matemáticamente de la siguiente forma:

$$\delta(Q, f) = \frac{Q_{ac} - Q_{cc}}{Q_{cc}} \bigg|_{E_{ac}=E_{cc}} \quad (9)$$

Q_{cc} y Q_{ac} son las cantidades consideradas (tensión o corriente) en continua y alterna. E_{cc} y E_{ac} son las correspondientes fuerzas electromotrices a la salida.

En la figura 22 se representan valores típicos del error de transferencia en función de la frecuencia aplicada para los elementos termoelectrónicos a unión simple y multiunión para convertidores térmicos de tensiones nominales de 100V y 1000V.

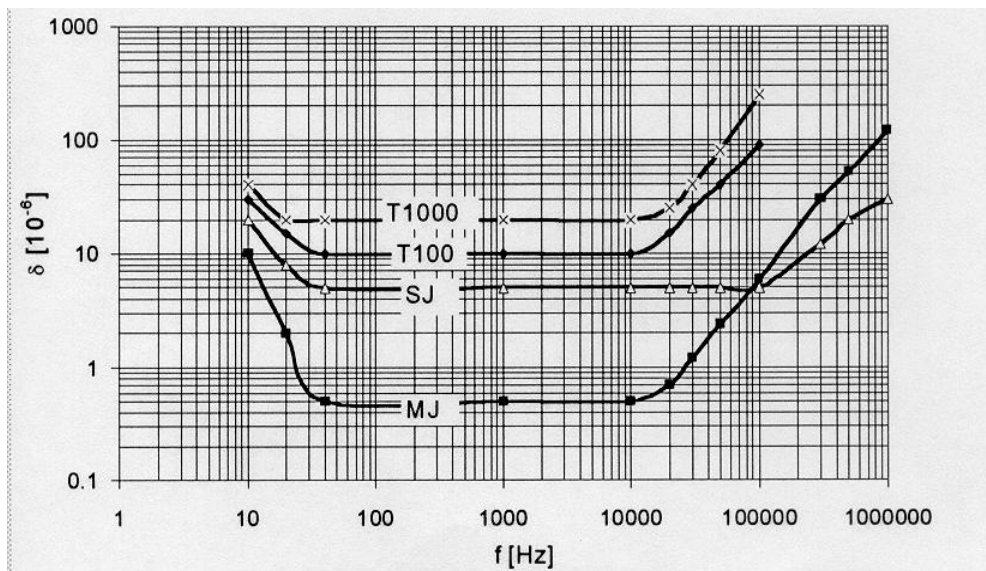


Fig. 22. Valores típicos de error de transferencia (en ppm) en función de la frecuencia aplicada para los convertidores térmicos a unión simple (SJ), multiunión (MJ) y convertidores térmicos para tensiones de 100V y 1000V.

3.2. Métodos para la extensión de la trazabilidad

Dependiendo de la tensión y la frecuencia de trabajo se utilizan unos u otros dispositivos y métodos para obtener trazabilidad partiendo de otros patrones de mayor precisión. Cada instituto tiene total libertad para investigar y determinar nuevos métodos, dispositivos y procedimientos siempre y cuando demuestre su trazabilidad y niveles de precisión adecuados. En la figura 23 se muestran algunos métodos utilizados y desarrollados en Italia por el IEN para extender la trazabilidad dependiendo de la tensión y frecuencia, pero es un campo totalmente abierto a nuevos métodos.

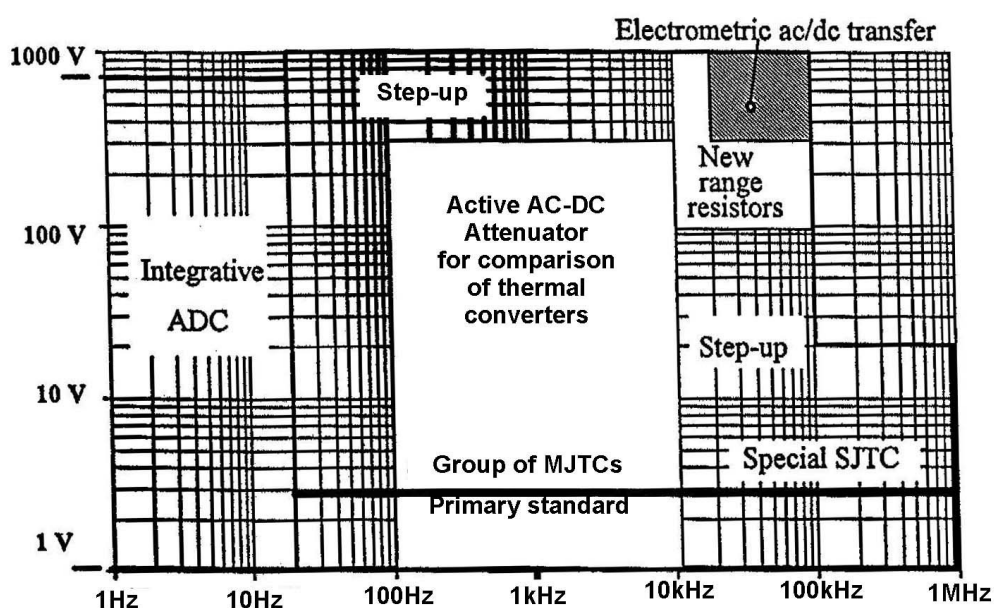


Fig. 23. Diferentes métodos para la extensión de la trazabilidad dependiendo de la tensión y frecuencia.

3.2.1. Trazabilidad de tensión y corriente alterna en baja frecuencia

Para la extensión de la trazabilidad a frecuencias por debajo de 20 Hz, donde el error en los convertidores aumenta debido a la baja inercia térmica, se ha desarrollado un nuevo sistema integrador en el IEN. Este sistema se usa para medir directamente tensiones alternas hasta 700 V y emplea un convertidor analógico digital integrador (Integrative ADC). Utilizando el software adecuado para la adquisición de datos y un algoritmo para la reconstrucción de la entrada de tensión permite evaluar con precisión la señal. Comparaciones a 20 y 40 Hz con medidas realizadas utilizando convertidores térmicos a partir del patrón nacional muestran diferencias de algunas partes por millón. Usando resistencias adecuadas shunt el sistema es viable para la medida de corrientes alternas en el mismo rango de frecuencias.

Hasta el momento la experimentación de estos dispositivos se ha utilizado para frecuencias limitadas y podría llegar a ser competitivo con los métodos térmicos tradicionales.

3.2.2. Referencia base (Primary Standard)

Para constituir el patrón de transferencia de continua a alterna que sirva como referencia base, se utiliza un grupo de convertidores térmicos para cubrir todas las tensiones y corrientes de interés práctico para efectuar las taras en alterna.

Como se puede ver en la figuras 19 y 22 el error de transferencia en algunos tipos de convertidores térmicos aumenta, sobre todo a frecuencias elevadas, si hablamos de niveles de milivoltio y alta frecuencia el error se dispara comparando con estos niveles a 100V y 1000V.

Por lo tanto no se pueden utilizar estos convertidores directamente aplicando la hipótesis de error nulo, sino que habrá que medir con la mayor precisión posible su error para utilizarlo como corrección. Se debe establecer un procedimiento que permita la determinación del error de transferencia en función de la frecuencia para cada convertidor de cada grupo.

En particular en el IEN, para frecuencias de 20 Hz a 20 KHz se utiliza como referencia primaria de base un grupo de convertidores térmicos a multiunión, en la figura 23 “Group of MJTCs”, donde el error de transferencia es menor de una parte por millón, por lo que en el desarrollo del patrón se asume que la medida del error de transferencia de este grupo de convertidores es nula. En la actualidad, tanto en Italia como España, se utilizan PMJTCs desarrollados y construidos por el PTB alemán.

Hay que tener en cuenta que para estos convertidores multiunión el error de transferencia debido a efectos electromagnéticos crece rápidamente al aumentar la frecuencia, por lo que para frecuencias elevadas se utilizan convertidores a unión simple de tal forma que estos efectos se vean reducidos. Los convertidores a unión simple (SJTC) tienen un error algo más reducido porque los efectos que determinan el diferente comportamiento en continua y alterna de las resistencias adicionales y de los derivadores de corriente no se van sumando. Se consigue determinar el error de transferencia con una incertidumbre inferior a 10 partes por millón para frecuencias de hasta 1 MHz en tensiones de algunos voltios hasta 1000V.

3.2.3. Procedimiento “step-up”

Para la trazabilidad en tensión y corrientes mayores al patrón base, generalmente se utiliza un procedimiento “step-up”. Este procedimiento consiste en conectar a la referencia base los convertidores térmicos con un valor nominal más elevado, y realizar una serie de medidas de comparación directa.

En el caso del grupo de los convertidores de tensión, el procedimiento es análogo para los convertidores de corriente, se organizan en subgrupos que tengan la misma tensión nominal. A partir de la referencia base, en cada paso del procedimiento los convertidores

pertenecientes al subgrupo con la tensión nominal superior son comparados a tensión reducida entre estos y los inmediatamente por debajo de ellos de tensión inferior, donde el error de transferencia se supone ya conocido de los pasos anteriores.

Los valores del error de transferencia así obtenidos, con las correspondientes correcciones, son utilizados en el paso sucesivo, de tal forma que se llega tras numerosos pasos a la tara de todos los convertidores hasta las tensiones más elevadas.

La comparación entre convertidores de alterna a continua se efectúa alimentando las entradas con la misma tensión, o con la misma corriente para convertidores de corriente. Periódicamente las entradas se alimentan en régimen alterno y continuo y se ponen de manifiesto las variaciones de las fuerzas electromotrices a la salida de donde es posible determinar la diferencia entre dos errores de transferencia de los convertidores a comparación.

3.2.3. Métodos alternativos para la extensión de la trazabilidad.

Algunos de los métodos alternativos a los procedimientos “step-up” que aparecen en la figura 23 para la extensión de la trazabilidad son:

- ❑ Calibración de TVCs de diferentes valores nominales a través de un “active attenuator”.
- ❑ Método de transferencia AC/DC electrométrica (Electrometric ac-dc transfer standard).
- ❑ Utilización de un nuevo tipo de resistencias.

3.2.3.1. Atenuador activo

El atenuador activo se basa en un sistema electrónico capaz de generar una tensión manteniendo un cociente fijo y constante con respecto a otra tensión dada por un calibrador. El sistema utiliza como referencias internas dos relaciones estándares: un divisor resistivo e inductivo para, respectivamente, la corriente continua y alterna. El sistema puede utilizarse para la comparación directa de convertidores térmicos con diferencias de tensión nominal de hasta 300V en un rango de frecuencias de 100Hz hasta 10KHz, con una incertidumbre de algunas partes por millón.

3.2.3.2. Método de transferencia AC/DC electrométrica

Para frecuencias mayores a 10KHz y tensiones de 300 a 1000 V se ha desarrollado un nuevo sistema de transferencia continua alterna. El método está basado en un electrómetro coaxial, donde la distancia y paralelismo entre electrodos se mide a través de sensores capacitivos y controlado con actuadores piezoeléctricos, la fuerza entre electrodos se mide con un balance analítico de alta resolución.

El modelo matemático de este dispositivo ha mostrado, para dimensiones de 1mm de separación entre electrodos y diámetro 10cm., que la diferencia en la transferencia es

inferior a 3 partes por millón para una tensión de 1000V y 100KHz. Para estas mismas condiciones la fuerza de atracción es de 20mN.

3.2.3.3. Nuevo rango de resistencias.

El tercer proyecto (Euromet project 274), el cual no ha sido aún completado, esta basado en la construcción de un nuevo modelo de resistencias para alta tensión, a través de las cuales se puede ajustar la diferencia de la transferencia continua alterna y hacerla independiente de la frecuencia. La principal característica de estas resistencias es la compensación de la capacidad residual entre resistencia y pantalla exterior.

3.2.3.4. Extensión de la trazabilidad para las bajas tensiones.

Para tensiones inferiores de 3V a 0.5V la comparación no se suele efectuar mediante convertidores térmicos tradicionales porque estos no tienen la sensibilidad necesaria. En este campo de tensiones la tara de instrumentos medidores y generadores de tensión alterna se suele realizar con dispositivos que generan una tensión tarada o que puedan ser puestos fácilmente en relación con una equivalente en continua. Los dispositivos más utilizados a estos efectos son los divisores inductivos, divisores resistivos y micropotenciómetros.

Los **divisores inductivos** son generalmente empleados para frecuencias no superiores a 10KHz, éstos permiten, partiendo de tensiones a nivel superior que se pueden medir fácilmente con convertidores térmicos, obtener las tensiones a niveles inferiores teniendo en cuenta la relación de espiras del divisor y el error introducido. Estos sistemas funcionan generalmente para frecuencias concretas o limitadas. Para frecuencias más elevadas se estudian sistemas basados exclusivamente en la estabilidad de la relación de transformación. La relación de transformación se determina para niveles de tensión más elevados, donde la entrada y salida pueden ser medidos con mayor precisión mediante métodos tradicionales. Se asume por lo tanto que la relación permanece constante independientemente de la tensión aplicada. Esta es la idea de partida para la utilización de transformadores de alta precisión para obtener tensiones taradas a niveles inferiores a través de un procedimiento “step-down”.

Los **divisores resistivos** utilizados en la medida de tensiones alternas actúan de forma diversa, con éstos no se tiene una relación estable del número de espiras como se dispone en los inductivos sino que deben ser tarados para tensiones continuas o a frecuencia intermedia mediante divisores inductivos. Sin embargo un divisor resistivo construido apropiadamente tiene la ventaja de tener una relación independiente a la frecuencia para frecuencias más elevadas que un divisor inductivo. Esto permite utilizarlos para la generación de tensiones taradas inferiores a los 3V e incluso niveles de milivoltios para frecuencias de hasta 1MHz.

El **micropotenciómetro** está constituido por un elemento termoeléctrico conectado en serie a una resistencia de valor muy reducido de tipo radial con el fin de tener una inductancia parásita muy pequeña. Sobre esta resistencia, por efecto del paso de la corriente, se genera la tensión tarada necesaria. La equivalencia entre la tensión generada en continua y en alterna se establece como para los convertidores de alterna a continua, reflejando el mismo valor de fuerza electromotriz a la salida.

Actualmente existe un proyecto en desarrollo en el IEN basado en un **sistema criogénico**. Se trata de utilizar dispositivos termoeléctricos del estilo de los convertidores continua alterna pero usando microtecnología en ambientes a temperaturas de 3 Kelvin donde los termopares pueden poner de manifiesto con mayor precisión la mínima energía térmica producida por niveles de pocos milivoltios. Este sistema no es funcional en la actualidad y queda patente sus limitaciones para ser utilizado de modo generalizado además de su alto costo fuera de los institutos primarios (Helio líquido: 10€/litro en producción), aunque en un futuro permitirá realizar mediciones concretas para niveles de tensión muy bajos con gran precisión.

3.2.3.5. Métodos no térmicos

Los métodos no térmicos como por ejemplo el método electrodinámico y el electrostático se emplearon en el pasado y en comparación con los métodos térmicos se consideraron poco precisos y fiables. Recientemente todavía se han empleado nuevas soluciones para utilizar el método electrostático. Las soluciones propuestas se basan por un lado en el control de la distancia entre electrodos unido a la posibilidad de detectar fuerzas muy pequeñas y por otra parte en la construcción con técnicas de deposición de sensores electrostáticos de dimensiones muy reducidas.

CAPÍTULO 4. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR A DOBLE ESTADO

4.1. Consideraciones generales para el uso de transformadores

Un modo para generar un nivel de tensión deseado puede ser el uso de un transformador. Partiendo de una tensión tarada, a través de la relación de transformación correspondiente, se puede llegar a otra tensión buscada. El método será válido siempre y cuando la relación de transformación sea lo suficientemente exacta y sobre todo estable en el campo de tensión y frecuencia en el cual queremos trabajar.

Partiendo de un patrón de tensión mayor, obtenido a partir del efecto Josephson o derivado de este patrón de primer orden, podemos aplicar la relación de transformación y generar una tensión inferior. La exactitud de la relación de transformación es importante por esto, pero más importante es obtener una relación de transformación estable y lo más independiente posible de la tensión aplicada y la frecuencia de la misma. Aún así, aunque tengamos un error, éste puede ser corregido posteriormente una vez tarado y calibrado el transformador.

4.1.1. Clasificación

Un transformador simple tiene dos o más bobinados que envuelven un núcleo magnético el cual forma un circuito magnético que los acopla. Los transformadores pueden ser clasificados en numerosas categorías, en función de las características del material del núcleo, de los devanados, de su función, de la construcción, potencia, tensión, corriente, etc.

En este caso podemos dividirlos en dos categorías. En la primera, el propósito es transmitir potencia eléctrica de un circuito a otro, comúnmente a una tensión diferente, y proporcionar un aislamiento de una red a la otra. La potencia debería transmitirse eficientemente, solamente por el acoplamiento magnético y con una buena precisión de tensión o corriente, pero la relación entre un devanado y el otro no es la consideración más importante. En consecuencia, este tipo de transformadores son inapropiados para aplicaciones de medida y precisión.

La otra categoría de transformador podría suministrar potencia, pero ésta no es la consideración más importante, el objetivo de su diseño es aproximarse fielmente a un transformador ideal proporcionando además un aislamiento entre redes.

4.1.2. Parámetros

Para el análisis de un transformador se representa éste como un circuito combinando un transformador ideal con elementos en el circuito que representen las imperfecciones en las características del transformador.

El material magnético del núcleo absorbe, también acumula, energía cuando está magnetizado; hay una pérdida de potencia y, debido a que las características de magnetización no son lineales, las pérdidas de potencia no pueden representarse solamente con el flujo de una corriente a través de una resistencia. Los devanados de un transformador tienen además una resistencia, la cual a altas frecuencias se incrementa y existe una capacidad entre espiras y capas del devanado.

Cuanto mayor es el diámetro del conductor menor es la resistencia y la inductancia. Las capacidades dentro del devanado pueden reducirse espaciando las espiras y las capas, en devanados con un número considerable de espiras la forma de conseguir esto sería disminuyendo el diámetro del conductor lo que hace aumentar la inductancia de dispersión y la resistencia por lo que las ventajas obtenidas en un sentido se convierten en inconvenientes atendiendo a los otros parámetros.

El flujo de dispersión se representa con el efecto de la inductancia de dispersión, este término representa la parte del flujo no efectivo desviado. Si no hubiera flujo de dispersión $\delta\Phi$, las tensiones serían inducidas en los devanados en proporción a sus espiras y la razón E_1/E_2 no se vería afectada. La pérdida debida a este flujo se representa en la ecuación 10 que relaciona el flujo de dispersión y su representación en la inductancia de dispersión.

$$fem - \frac{d(\delta\Phi)}{dt} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (10)$$

Por lo tanto esta modificación de la relación E_1/E_2 se representa con una inductancia en serie al devanado. La resistencia del devanado puede representarse también con una resistencia en serie al devanado. Las inductancias de dispersión, resistencia y capacidades de los devanados no dependen del material del núcleo. El valor de resistencia puede aumentar a altas frecuencias por efecto Skin y efecto de corrientes de circulación dentro del conductor.

Entre pares de espiras se pueden crear pequeñas capacidades, el efecto total de n capacidades δC en serie es una capacidad equivalente $\delta C/n$ en paralelo. El efecto de estas capacidades parásitas se minimiza si las espiras están lo suficientemente separadas, en el modelo de transformador que adoptaremos despreciaremos esta capacidad ya que el transformador que se quiere construir no tendrá un número excesivo de espiras y las mismas estarán suficientemente separadas. Además un multímetro aplicado en el secundario para medir la tensión de salida introduce por si solo una capacidad, que depende del aparato (de un modo general observando las especificaciones técnicas es del orden de 40pF, y entre diferentes portadas de medida suele existir una diferencia de 10pF), esta capacidad será tenida en cuenta en la modelización del transformador por lo que en comparación se puede despreciar la capacidad entre espiras.

4.2. Transformador a simple estado

El modelo de transformador a simple estado es bien conocido, su funcionamiento, estudio y cálculo es el clásico estudiado en cualquier libro de texto. A continuación veremos el modelo clásico y obtendremos las ecuaciones necesarias con el objetivo de poder compararlo posteriormente con el transformador a doble estado.

Si sobre un núcleo realizamos un devanado primario al que aplicamos una tensión V_1 circulará por el mismo una corriente I_1 y en el núcleo tendremos un flujo principal Φ_1 que se cierra a lo largo del núcleo. A la vez existen unas pérdidas correspondientes al flujo de dispersión Φ_d que hará que la relación de tensiones primario secundario (V_1/V_2) no corresponda exactamente con la relación de espiras del primario y secundario (n_1/n_2).

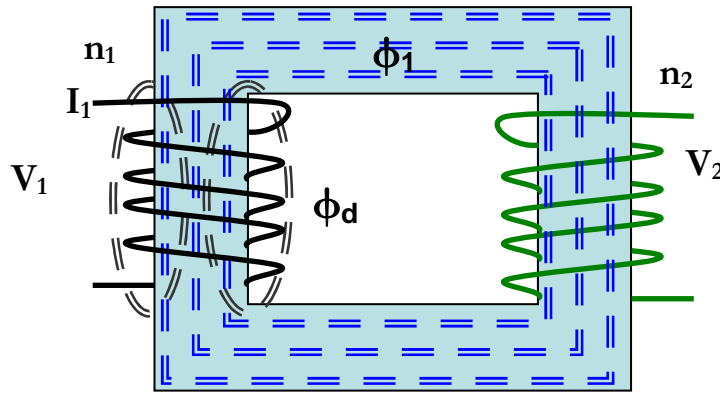


Fig. 24. Transformador a simple estado.

La tensión aplicada en el primario corresponde con:

$$\vec{V}_1 = j \cdot \omega \cdot (\vec{\phi}_d + n_1 \cdot \vec{\phi}_1) \quad (11)$$

La tensión que se obtiene en el devanado secundario corresponde al flujo principal que queda concatenado y depende del número de espiras del mismo:

$$\vec{V}_2 = j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \vec{\phi}_1 \quad (12)$$

La caída de tensión que se tiene en el primario corresponde al flujo de dispersión que no queda concatenado en el acoplamiento magnético:

$$\Delta \vec{V}_1 = j \cdot \omega \cdot \vec{\phi}_d \quad (13)$$

La fuerza magnetomotriz es:

$$\vec{\phi}_1 \cdot R = n_1 \cdot \vec{I}_1 \quad (14)$$

Donde R es la reluctancia del circuito.

Despejando el flujo principal de la fuerza magnetomotriz y sustituyéndolo en la ecuación de V_1 se obtiene:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + j \cdot \omega \cdot \frac{n_1^2}{R} \cdot \vec{I}_1 \quad (15)$$

El valor que multiplica a la corriente I_1 es una impedancia o lo que es lo mismo la inversa de una admitancia que llamaremos $1/Y_p$, la idea de que sea una admitancia es porque su valor corresponde a los valores de resistencia e inductancia en paralelo que se obtienen de la prueba de vacío:

$$\frac{1}{\vec{Y}_p} = j \cdot \omega \cdot \frac{n_1^2}{R} \quad (16)$$

Sustituyendo (16) se puede escribir la ecuación (15) como sigue:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + \frac{1}{\vec{Y}_p} \cdot \vec{I}_1 \quad (17)$$

Estas mismas ecuaciones se pueden obtener del circuito equivalente al transformador a simple estado que sigue a continuación:

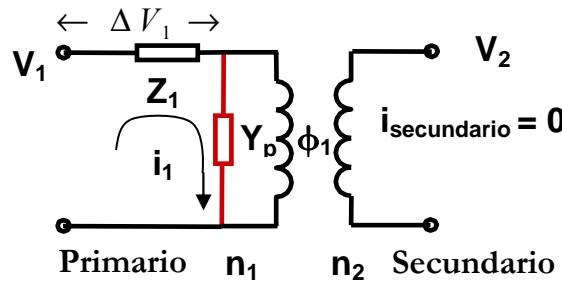


Fig. 25. Circuito equivalente al transformador a simple estado.

4.3. Transformador a doble estado

Partiendo de lo visto en el transformador a simple estado vamos a estudiar el principio de funcionamiento del transformador a doble estado. Se ha visto que existen unas pérdidas correspondientes al flujo de dispersión, si somos capaces de facilitar a este flujo un camino de reluctancia menor que la del aire, éste tiende a circular por este nuevo camino y cerrarse sobre el mismo. De este modo adhiriendo otro núcleo al anterior, el flujo de dispersión tiende a cerrarse por el circuito de menor reluctancia, esto es, a través del nuevo núcleo que tiene inferior reluctancia al aire. Pero este flujo cerrado sobre el núcleo no tiene mayores consecuencias en el secundario ya que no está concatenado, de modo que se debe

realizar un segundo devanado primario que envuelve ambos núcleos, haciendo esto están implicados el flujo principal y el flujo de dispersión en el acoplamiento magnético.

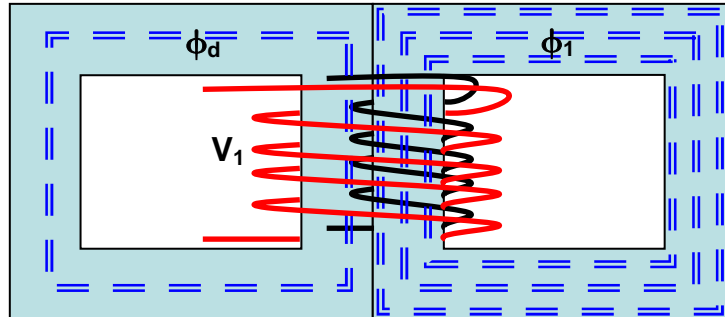


Fig. 26. Adhesión de un segundo núcleo.

A continuación vemos la sección transversal de la construcción a doble estado. Sobre el primer toroide realizo un devanado primario sometido a V_1 , así sobre el núcleo 1 se tiene el flujo 1. Sobre los dos núcleos realizo otro devanado primario sometido a la misma tensión de forma que el flujo 2 queda concatenado también. El secundario envuelve ambos núcleos por lo que V_2 es la tensión inducida por el flujo 1 y el flujo 2.

En el segundo núcleo se tiene gran parte del flujo de dispersión que llamaremos flujo 2 y que posteriormente veremos que es prácticamente la totalidad del flujo de dispersión aunque siempre existirá lo que podríamos llamar un “flujo de dispersión del flujo de dispersión”.

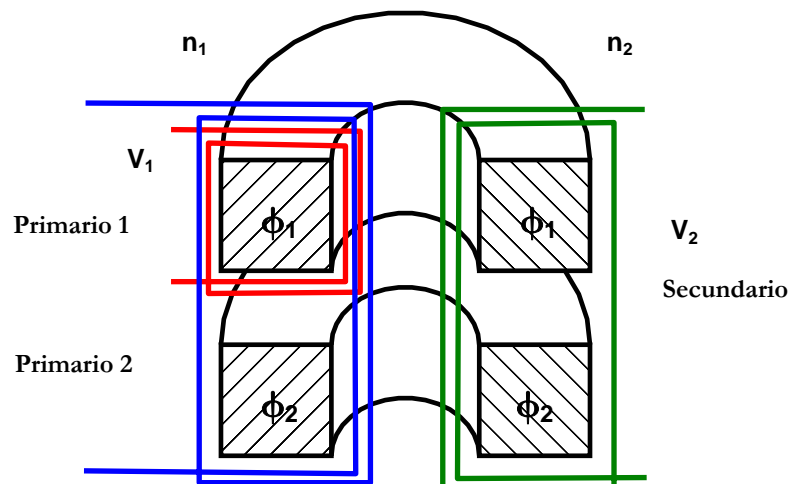


Fig. 27. Sección transversal de la construcción a doble estado.

Observando la construcción a doble estado se puede llegar al circuito magnético siguiente para su estudio:

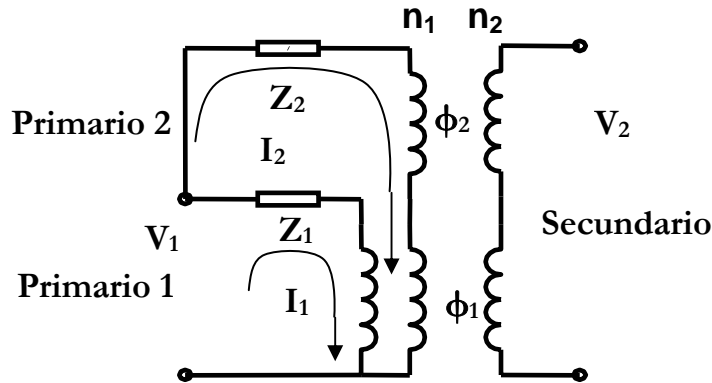


Fig. 28. Circuito magnético equivalente del transformador a doble estado.

Se tiene el devanado primario 1 de n_1 espiras con la correspondiente impedancia Z_1 serie obtenida de la prueba de cortocircuito, a éste se le aplica la tensión de ingreso V_1 y por él circula la corriente I_1 dando lugar al flujo 1. De igual modo se tiene el devanado primario 2 de n_1 espiras sometido a la misma tensión de entrada, esto es, conectado en paralelo, con su correspondiente Z_2 serie por el que circula la I_2 que da lugar al flujo 2. En el secundario de n_2 espiras se induce la tensión V_2 correspondiente a ambos flujos.

Partiendo de este circuito magnético se pueden obtener las correspondientes ecuaciones como se hizo para el caso del transformador a simple estado y obtener mas tarde el circuito eléctrico equivalente a este modelo de transformador para seguir trabajando con él.

Para la malla 1:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot \vec{\phi}_1 \quad (18)$$

Para la malla 2:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_2 \cdot \vec{Z}_2 + j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot (\vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2) \quad (19)$$

Flujo en el núcleo 1:

$$\vec{\phi}_1 = \frac{n_1}{R} \cdot (\vec{I}_1 + \vec{I}_2) \quad (20)$$

Flujo en el núcleo 2:

$$\vec{\phi}_2 = \frac{n_1}{R} \cdot \vec{I}_2 \quad (21)$$

Sustituyendo las ecuaciones de flujo en la malla 1 (18) y malla 2 (19) se obtiene:

Malla 1:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + j \cdot \omega \cdot \frac{n_1^2}{R} \cdot (\vec{I}_1 + \vec{I}_2) \quad (22)$$

Malla 2:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_2 \cdot \vec{Z}_2 + j \cdot \omega \cdot \frac{n_1^2}{R} \cdot (\vec{I}_1 + 2\vec{I}_2) \quad (23)$$

Al igual que en el transformador a simple estado se tiene un término de impedancia que puede obtenerse directamente de la prueba de vacío (ecuación 16). A la vista de estas ecuaciones podemos diseñar el circuito eléctrico equivalente con el que se pretende trabajar:

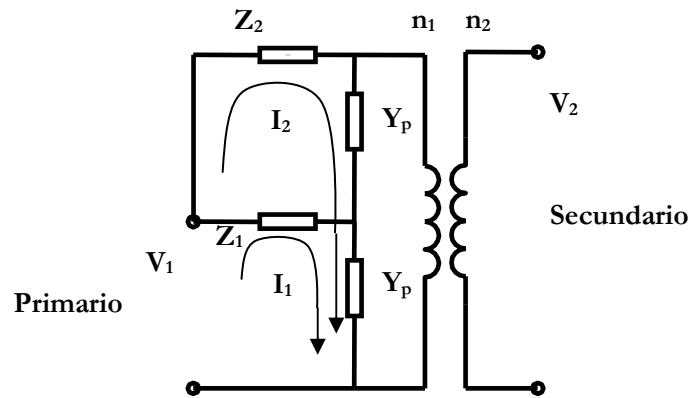


Fig. 29. Circuito eléctrico equivalente del transformador a doble estado.

A partir de este circuito eléctrico equivalente se obtienen las ecuaciones de malla que son iguales a las conseguidas con el circuito magnético anterior.

Malla 1:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + \frac{1}{\vec{Y}_p} \cdot (\vec{I}_1 + \vec{I}_2) \quad (24)$$

Malla 2:

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_2 \cdot \vec{Z}_2 + \frac{1}{\vec{Y}_p} \cdot (\vec{I}_1 + 2\vec{I}_2) \quad (25)$$

Así he conseguido modelizar en un circuito eléctrico equivalente el transformador a doble estado y explicar de un modo relativamente sencillo el principio de funcionamiento del mismo.

4.3.1. Relación entre flujo de dispersión y flujo 2

Como se ha visto el flujo de dispersión teórico perdido que tendríamos en el acoplamiento magnético se puede devolver al mismo, pero no en su totalidad. Realmente el flujo 2 es prácticamente el flujo de dispersión aunque no al 100% ya que siempre existirá lo que podríamos llamar un “flujo de dispersión del flujo de dispersión”.

Atendiendo al circuito eléctrico equivalente y las ecuaciones obtenidas anteriormente se puede relacionar el flujo de dispersión teórico con el flujo 2 como sigue. La caída de tensión en Z_1 en un transformador a doble estado es:

$$\Delta \vec{V}_1 = \vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 = \vec{I}_2 \cdot (\vec{Z}_2 + \frac{1}{\vec{Y}_p}) \quad (26)$$

La caída de tensión en el primario en un transformador a simple estado es proporcional a las pérdidas de dispersión y se puede escribir como:

$$\Delta \vec{V}_1 = j \cdot \omega \cdot \vec{\phi}_d \quad (27)$$

Igualando estas dos ecuaciones se tiene:

$$j \cdot \omega \cdot \vec{\phi}_d = \vec{\phi}_2 \cdot \frac{R}{n_1} (\vec{Z}_2 + \frac{1}{\vec{Y}_p}) \quad (28)$$

Despejando la relación de flujos y poniéndolo en función de los valores del circuito eléctrico equivalente que son los que al final podremos medir de forma experimental se consigue la relación:

$$\frac{\vec{\phi}_d}{\vec{\phi}_2} = n_1 \cdot \vec{Y}_p \cdot (\vec{Z}_2 + \frac{1}{\vec{Y}_p}) \quad (28)$$

$$\frac{\vec{\phi}_d}{\vec{\phi}_2} \approx 1 \quad (29)$$

Esta relación debe ser aproximadamente igual a la unidad (29) como se comprueba con los datos conseguidos experimentalmente de las pruebas de vacío y cortocircuito que se hicieron una vez realizada la construcción, sustituyendo estos valores de impedancia y admitancia en la ecuación se llega a tal resultado como se ve en la figura 30.

En la gráfica se muestra esta relación de flujos, se ve como son prácticamente iguales aunque existe una pequeña divergencia dependiente de la frecuencia debida principalmente a dos motivos:

- Existe un ínfimo flujo de dispersión del flujo 2 (flujo de dispersión del flujo de dispersión).
- El error introducido por los aparatos de medida aumenta con la frecuencia.

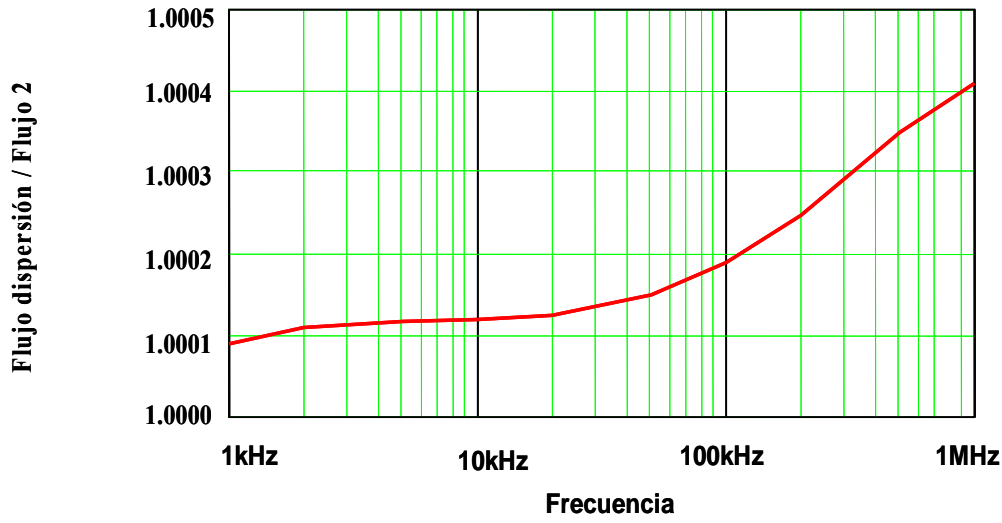


Fig. 30. Cociente entre flujo de dispersión y flujo 2.

4.4. Comparación de la relación de transformación de los dos modelos

Con las ecuaciones obtenidas a partir de los modelos de circuito del transformador a simple estado y doble estado se calcula la relación de transformación o relación de tensiones del primario y secundario. Veremos en que medida difieren de la relación de transformación ideal correspondiente a la relación del número de espiras y que modelo se aproxima más al ideal.

Transformador simple estado

$$\frac{\vec{V}_1}{\vec{V}_2} = \frac{\vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1 + j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot \vec{\phi}_1}{j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \vec{\phi}_1} \quad (30)$$

$$\frac{\vec{V}_1}{\vec{V}_2} = \frac{\vec{I}_1 \cdot \vec{Z}_1}{j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \vec{\phi}_1} + \frac{n_1}{n_2} \quad (32)$$

$$\vec{\phi}_1 = \vec{\phi}_{total} - \vec{\phi}_{dispersion} \quad (34)$$

Transformador doble estado.

$$\frac{\vec{V}_1}{\vec{V}_2} = \frac{\vec{I}_2 \cdot \vec{Z}_2 + j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot (\vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2)}{j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot (\vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2)} \quad (31)$$

$$\frac{\vec{V}_1}{\vec{V}_2} = \frac{\vec{I}_2 \cdot \vec{Z}_2}{j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot (\vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2)} + \frac{n_1}{n_2} \quad (33)$$

$$\vec{\phi}_{total} \approx \vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2 \quad (35)$$

$$\vec{\phi}_2 \approx \vec{\phi}_{dispersion} \quad (36)$$

$$I_2 \ll I_1$$

De esta comparativa se pueden sacar varias conclusiones fijándonos en la relación de tensiones (32) y (33):

-
1. El primer término es mucho menor en el transformador a doble estado debido a que la corriente I_2 **es mucho más pequeña que la I_1** , de hecho he comprobado experimentalmente que $\tilde{I}_1 \approx 10.000 \cdot \tilde{I}_2$.
 2. En el transformador a doble estado el flujo concatenado es prácticamente el total a diferencia del transformador a simple estado.
 3. Por lo tanto la relación de tensiones V_1/V_2 se aproxima mucho más a la relación ideal n_1/n_2 en el transformador a doble estado.

CAPÍTULO 5. CÁLCULO DE LOS MODELOS MATEMÁTICOS

La modelización de un transformador se puede llevar a cabo con diversos modelos de circuitos dependiendo de las características y consideraciones que se deseen estudiar. A continuación se estudian los circuitos eléctricos equivalentes y se calculan las ecuaciones de ganancia de los dipolos resultantes para su implementación informática y poder determinar de este modo la relación de transformación y su error relativo partiendo de los datos experimentales obtenidos en laboratorio en las pruebas de cortocircuito y vacío.

En un primer momento se trató de realizar la simulación matemática con programas de simulación de circuitos eléctricos como PsPice, MicroSim y Orcad, pero los resultados solo son orientativos ya que no podemos simular miles de circuitos, uno para cada valor de frecuencia y tensión con los datos de impedancias y admitancias recogidos para cada caso. Estos programas permiten barridos de frecuencia pero no es posible simular un circuito y que el programa utilice para los cálculos cada uno de los valores de resistencia e inductancia recogidos para cada frecuencia y tensión puntual.

Finalmente se optó por realizar los cálculos matemáticos pertinentes e implementar las ecuaciones resultantes en un programa de cálculo matemático como es MATHCAD.

5.1. Modelo de transformador a simple estado

El modelo de la figura 31 nos sirve como circuito eléctrico para el cálculo de las ecuaciones necesarias, el modelo comprende las impedancias serie compuestas de resistencia e inductancia serie, y las admitancias Y_p (resistencia e inductancia paralelo) e Y_c (resistencia y capacidad paralelo que el equipo de medida aplica a la salida cuando realizamos una medición).

Para la determinación de la relación entrada-salida del transformador partimos del circuito equivalente que se muestra en la figura 31.

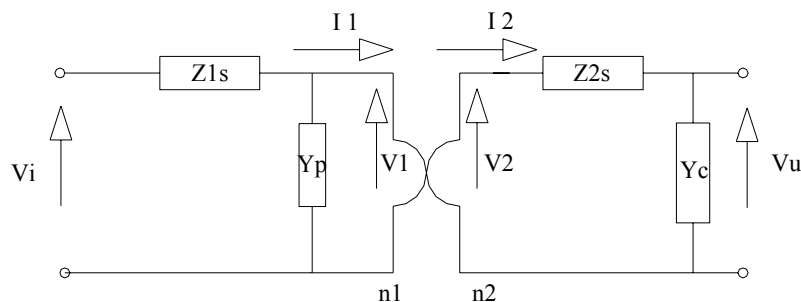


Fig. 31. Circuito eléctrico equivalente del transformador simple estado.

Donde:

V_i = Tensión ingreso.

V_u = Tensión salida.

n_1 = número de espiras del primario.

n_2 = número de espiras del secundario.

$$s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot j \quad (37)$$

Impedancia serie primario (prueba de cortocircuito):

$$Z_{1s} = R_{1s} + s L_{1s} \quad (39)$$

Impedancia serie secundario (prueba de cortocircuito):

$$Z_{2s} = R_{2s} + s L_{2s} \quad (40)$$

Admitancia del transformador (prueba de vacío):

$$Y_p = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} \quad (41)$$

Admitancia ingreso del aparato de medida aplicada a la salida del transformador:

$$Y_c = \frac{1}{R_c} + s \cdot C \quad (42)$$

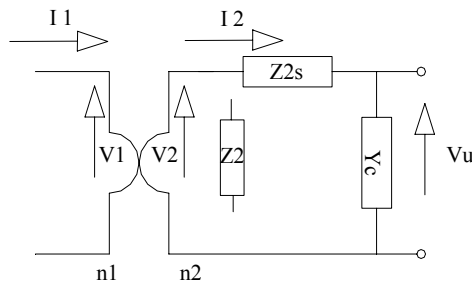


Fig. 32. Impedancia Z_2 equivalente al secundario.

Resulta una impedancia serie de Z_{2s} e Y_c equivalente al secundario:

$$Z_2 = R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{R_c} + s \cdot C} \quad (43)$$

La tensión de salida referida a la que se tiene en el devanado secundario:

$$Vu = V_2 \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}}{R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}} \quad (44)$$

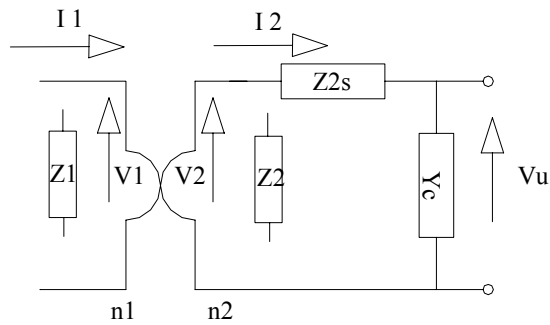


Fig. 33. Transferencia al primario de la impedancia equivalente del secundario.

La impedancia \$Z_2\$ referida al primario se puede expresar como:

$$Z_1 = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C} \right) \quad (45)$$

Reduciendo al primario el circuito queda:

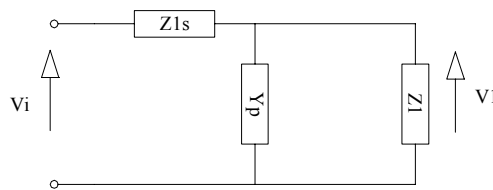


Fig. 34. Circuito equivalente transferido el secundario al primario.

Por lo que la tensión V_1 con respecto a la de entrada V_i será:

$$V_1 = V_i \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}\right)}}}{R_{1s} + s \cdot L_{1s} + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}\right)}}} \quad (46)$$

Teniendo en cuenta que $V_2/V_1 = n_2/n_1$ se puede escribir:

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}\right)}}}{R_{1s} + s \cdot L_{1s} + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + s \cdot C}\right)}}} \quad (47)$$

Sustituyendo en V_u se tiene finalmente la ecuación que relaciona la tensión de salida y la tensión de entrada:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{R_c} + s \cdot C}\right)}}{R_{1s} + s \cdot L_{1s} + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{s \cdot L_p} + \frac{1}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot \left(R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{R_c} + s \cdot C}\right)}}} \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_c} + s \cdot C}}{R_{2s} + s \cdot L_{2s} + \frac{1}{\frac{1}{R_c} + s \cdot C}} \quad (48)$$

El error relativo se calcula con este valor de ganancia como sigue, siendo (1/10) la relación de transformación ideal que estamos buscando:

$$\text{Error relativo} = \frac{V_u}{\left(\frac{1}{10}\right) \cdot V_i} - 1 \quad (49)$$

5.2. Modelo de transformador a doble estado

En el capítulo 4 hemos obtenido el circuito eléctrico equivalente del transformador a doble estado y partiendo del mismo se va a calcular la ganancia y error relativo. Hay que tener en cuenta algunas consideraciones particulares y aproximaciones que he introducido. Como veremos en el capítulo 6 de toma de datos experimentales para ser introducidos en estos modelos matemáticos, los valores de impedancia y admitancia no se obtienen de una construcción final a doble estado o simple estado, sino que se toman de una construcción general para diseño y posteriormente se extrapolan valores y se introducen en el modelo. A partir de ahí se irán obteniendo conclusiones y valorando que modelo es el más adecuado para construir, pero esto se vera más adelante. De momento se puede decir que la impedancia cortocircuito del devanado primario 2 que envuelve ambos núcleos es aproximadamente el doble que el valor de impedancia de cortocircuito del devanado primario 1 que envuelve un solo núcleo, esto es porque la longitud de cada espira es prácticamente el doble. Del mismo modo la impedancia serie del secundario es aproximadamente el doble que la que tenía el transformador a simple estado ya que las espiras son prácticamente de doble longitud.

El modelo de la figura 35 sirve como circuito eléctrico para el cálculo de las ecuaciones necesarias, el modelo comprende las impedancias serie compuestas de resistencia e inductancia serie, y las admitancias Yp (resistencia e inductancia paralelo) e Yc (resistencia y capacidad paralelo que el equipo de medida aplica a la salida cuando realizamos una medición).

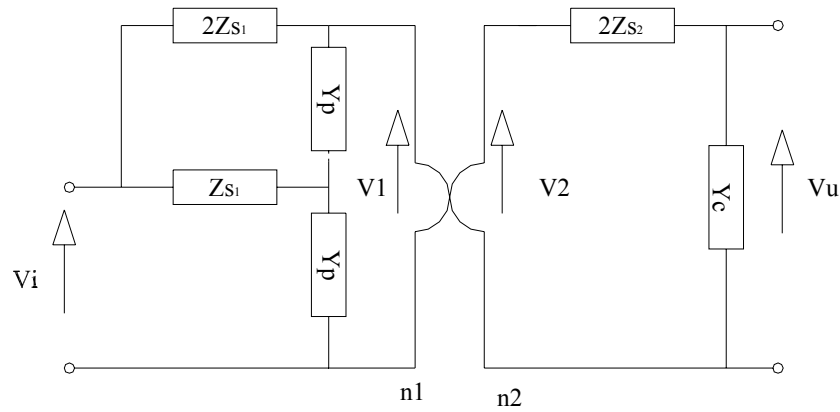


Fig. 35. Circuito eléctrico equivalente del transformador a doble estado.

Para el cálculo de todo el circuito eléctrico se realiza el equivalente estrella triángulo ya que resulta más fácil realizar posteriormente el equivalente. De esta forma se calcula el equivalente estrella triángulo con el teorema de Kenelly, se han comprobado los resultados calculando el circuito en la configuración triángulo, esto es, como se muestra en la figura 35.

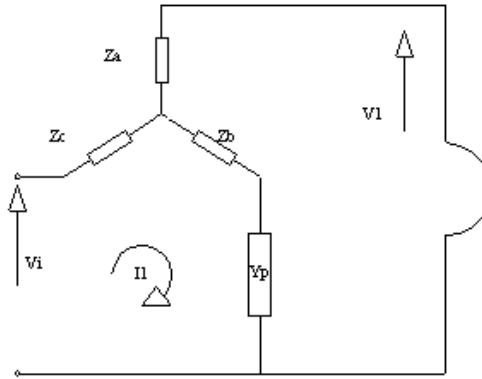


Fig. 36. Equivalente estrella triángulo del primario del transformador a doble estado.

Aplicando el teorema de Kenelly se obtienen las impedancias estrella:

$$Z_a = \frac{Z_{ab} \cdot Z_{ac}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{\frac{2 \cdot Z_s}{Y_p}}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} = \frac{\frac{2 \cdot (R_s + sL_s)}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{sL_p}}}{\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{sL_p} \right) + 3 \cdot (R_s + sL_s)} \quad (50)$$

$$Z_b = \frac{Z_{ab} \cdot Z_{bc}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{\frac{Z_s}{Y_p}}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} = \frac{\frac{(R_s + sL_s)}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{sL_p}}}{\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{sL_p}\right) + 3 \cdot (R_s + sL_s)} \quad (51)$$

$$Z_c = \frac{Z_{ac} \cdot Z_{bc}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{2 \cdot Z_s^2}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} = \frac{2 \cdot (R_s + sL_s)^2}{\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{sL_p}\right) + 3 \cdot (R_s + sL_s)} \quad (52)$$

Con estas impedancias equivalentes triángulo estrella el circuito se reduce y queda:

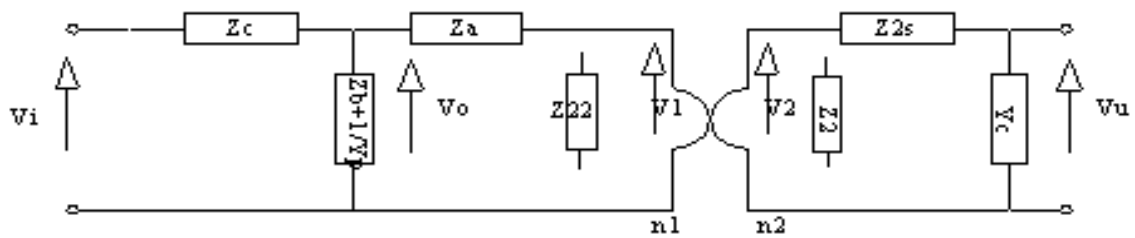


Fig. 37. Circuito equivalente para el proceso de cálculo.

Resulta una impedancia serie de Z_{2s} e Y_c equivalente al secundario, como en (43), pero Z_{2s} es el doble de la que se tenía en el transformador a simple estado:

$$Z_2 = Z_{2s} + \frac{1}{Y_c} \quad (53)$$

Esta Z_2 se puede pasar al primario y queda:

$$Z_{22} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot Z_2 \quad (54)$$

Aplicando Thevenin se puede ir reduciendo el circuito, de este modo se obtiene V_0 en función de la tensión V_i de ingreso:

$$V_o = V_i \cdot \frac{Z_b + \frac{1}{Y_p}}{Z_c + Z_b + \frac{1}{Y_p}} \quad (55)$$

La tensión V_1 sobre el devanado primario queda del siguiente modo:

$$V_1 = V_o \cdot \frac{Z_{22}}{Z_a + Z_{22}} \quad (56)$$

Para ponerla en función de la tensión de entrada solo hay que sustituir V_o (55) en (56), aunque para la implementación informática es más cómodo y visual hacerlo con funciones anidadas y no ir sustituyendo todas las ecuaciones y expandiéndolas.

$$V_1 = V_i \cdot \frac{Z_b + \frac{1}{Y_p}}{Z_c + Z_b + \frac{1}{Y_p}} \cdot \frac{Z_{22}}{Z_a + Z_{22}} \quad (57)$$

Teniendo en cuenta que la tensión en el devanado secundario es:

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (58)$$

La tensión de salida en función de V_2 es:

$$V_u = V_2 \cdot \frac{\frac{1}{Y_c}}{Z_{2s} + \frac{1}{Y_c}} \quad (59)$$

Con sólo sustituir (57) y (58) en (59) se tiene la tensión de salida en función de la de entrada y despejando esta relación de tensiones se tiene la ganancia:

$$Ganancia = \frac{V_u}{V_i} \quad (60)$$

Sustituyendo ecuaciones se tiene la fórmula que nos dará los valores de ganancia para el transformador a doble estado:

$$G = \frac{Z_b + \frac{1}{Y_p}}{Z_c + Z_b + \frac{1}{Y_p}} \cdot \frac{Z_{22}}{Z_a + Z_{22}} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\frac{1}{Y_c}}{Z_{2s} + \frac{1}{Y_c}} \quad (61)$$

El error relativo se calcula al igual que en el transformador a simple estado (49) y queda:

$$\text{Error relativo} = \frac{\frac{V_u}{V_i}}{\left(\frac{1}{10}\right)} - 1 = 10 \cdot G - 1 \quad (62)$$

CAPÍTULO 6. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR

6.1. Parámetros de los núcleos amorfo y supermalloy en función de la frecuencia

El tipo de núcleo más óptimo para este tipo de transformadores es el toroidal y los materiales que se manejan son múltiples, pero los dos que ofrecen mejores características para la alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas y relativamente alto nivel de saturación son el Amorfo (materiales cerámicos compuestos por óxidos de manganeso, zinc, cobalto y níquel sintetizados además de hierro, boro, silicio y carbono) y Supermalloy (Níquel, hierro y molibdeno).

Se dispone de dos núcleos toroidales.

- Núcleo 1. VAC 40 x 25 x 15 – 25 XCF –18 (material “Amorfo”).
- Núcleo 2. 7T 684751 AA (Supermalloy).

Se han realizado sendos arrollamientos en los núcleos, teniendo 10 espiras en el primario y 10 en el secundario, de esta forma tenemos una relación 1/1. Sobre estas construcciones se llevan a cabo las pruebas de cortocircuito y vacío lo que nos permitirá obtener los primeros datos experimentales de ambos materiales y a partir de ellos determinar cuál es el material que mejor se comporta en frecuencia y la relación de espiras que ofrece un comportamiento más estable en frecuencia y de menor error. A partir de estos datos y posteriores que obtendré para diferentes tensiones se podrá extrapolar los datos necesarios para la simulación del modelo matemático.

Para obtener los datos necesarios para el circuito de simulación se mide la impedancia serie cortocircuitando el secundario y midiendo ésta entre terminales del primario, el valor de impedancia obtenido es la suma de la impedancia serie en primario y secundario por lo que en la simulación del circuito los datos introducidos van multiplicados por $\frac{1}{2}$. Otra consideración que se verá con posterioridad es que los valores obtenidos en la prueba de cortocircuito son directamente proporcionales al número de espiras y los de la prueba de vacío al cuadrado del número de espiras.

$$Z_{s_{\text{primario}}} = Z_s/2 \quad (63)$$

$$Z_{s_{\text{secundario}}} = Z_s/2 \quad (64)$$

Para obtener la admitancia se deja el secundario abierto y se mide en los terminales del primario, teniendo en cuenta que esta impedancia paralela es mucho mayor que la serie no se comete un gran error si asignamos los valores obtenidos a la impedancia en paralelo del circuito en “T”.

$$Z_s/2 \lll 1/Y_p \quad (65)$$

Se desea obtener los valores de R_s , L_s , R_p y L_p , para esto se utiliza un analizador de impedancias “QUADTECH 7600 Precision LCR Meter”, los primeros valores experimentales se obtienen para 100mV en la gama de frecuencias de 1 KHz a 1 MHz.

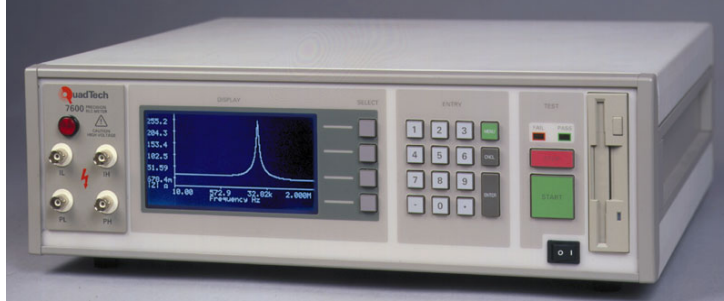


Fig. 38. Analizador de impedancias QUADTECH 7600 Precision LCR Meter.

Algunas características son:

- RLC 14 parámetros.
- Frecuencia Test de 10Hz a 2MHz.
- Tensión Test de 20mV a 5.0V
- Precisión básica 0.05%.
- Resolución de medida 6 dígitos.

$V_I=0.1$ (V)	AMORFO		SUPERMALLOY		AMORFO		SUPERMALLOY	
Frec.	L_s	R_s	L_s	R_s	L_p	R_p	L_p	R_p
(KHz)	(μ H)	(m Ω)	(μ H)	(m Ω)	(mH)	(K Ω)	(mH)	(K Ω)
1	1.0280	218.04	0.90773	206.47	12.40	1.3510	5.16200	0.13125
2	2.2603	211.39	2.148	200.33	11.74	1.5730	4.70300	0.18872
5	2.5772	209.04	2.468	198.28	11.53	1.6930	4.08000	0.26486
10	2.6845	206.76	2.575	195.95	11.18	1.7660	3.62000	0.30394
20	2.7397	207.99	2.633	196.91	10.30	1.8680	3.00000	0.35215
50	2.7307	227.95	2.628	216.35	7.86	2.1674	2.06500	0.43458
100	2.6798	269.46	2.580	259.55	5.72	2.6119	1.41900	0.52009
200	2.6203	355.15	2.519	340.72	4.09	3.2320	0.93953	0.63036
500	2.5446	567.11	2.444	563.00	2.72	4.1838	0.54558	0.81243
1000	2.4999	917.40	2.398	931.11	2.24	4.9829	0.37096	0.96956

Tabla 5. Datos obtenidos con un puente automático para impedancia “QUAD TECH 7600 precision LCR Meter”. Resultados para 10 espiras.

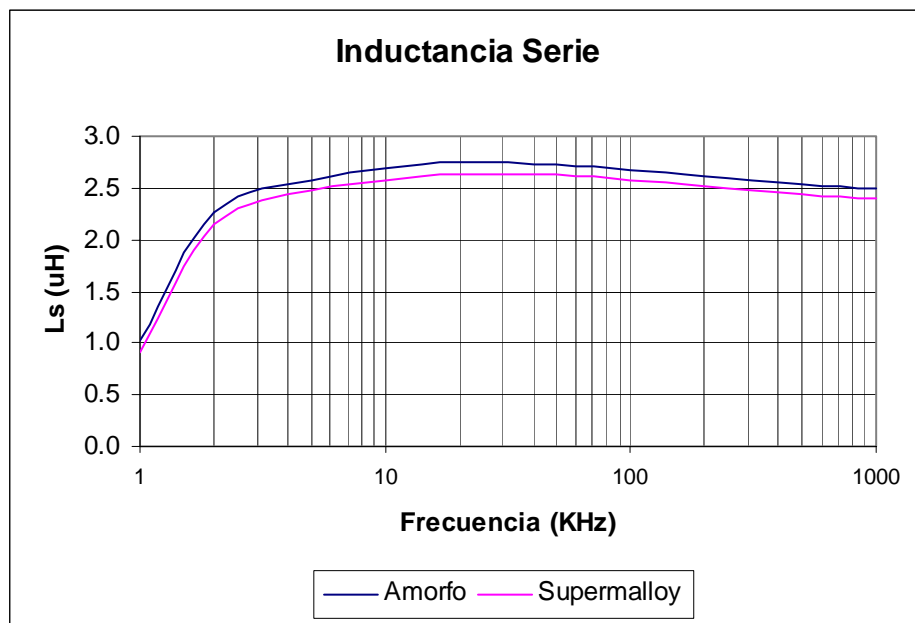


Fig. 39. Gráfica comparativa de la inductancia serie medida en 10 espiras sobre núcleos de material amorfo y supermalloy.

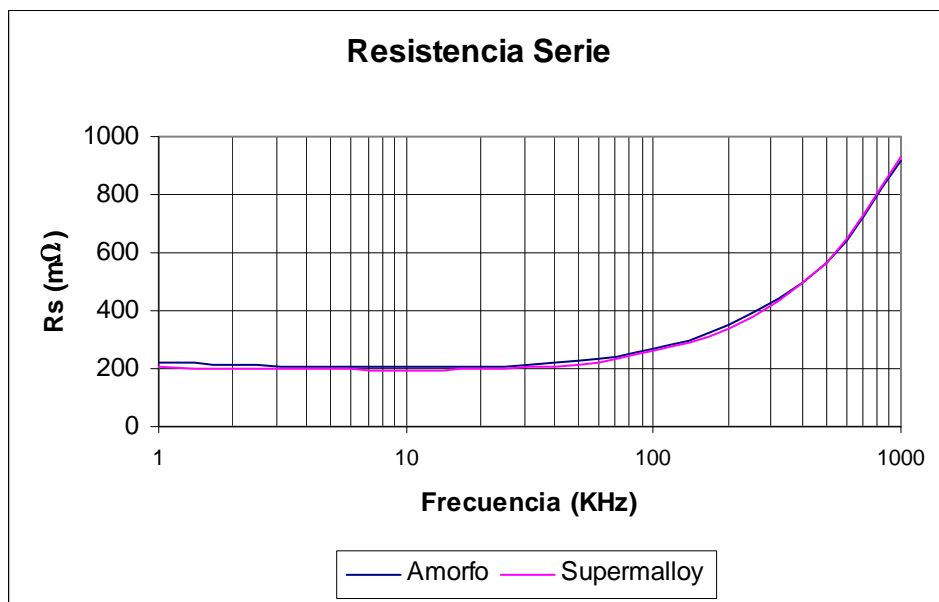


Fig. 40. Gráfica comparativa de la resistencia serie medida en 10 espiras sobre núcleos de material amorfo y supermalloy.

Inicialmente se observa en las gráficas comparativas entre el núcleo 1 de material amorfo y el núcleo 2 de supermalloy que los valores serie (R_s , L_s) de la prueba de

cortocircuito son muy parecidos, por tratarse de valores dependientes principalmente de las características del conductor.

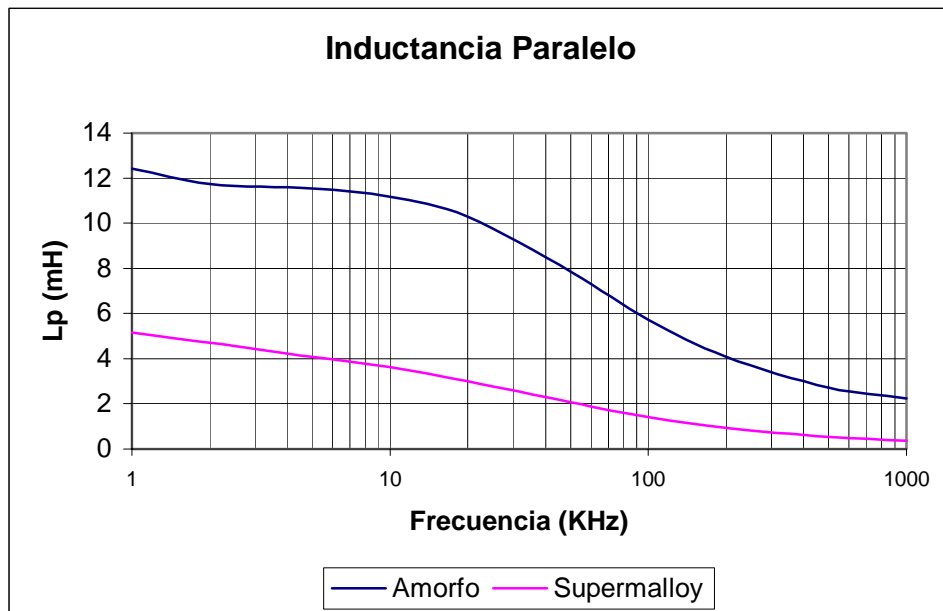


Fig. 41. Gráfica comparativa de la inductancia paralelo medida en 10 espiras sobre núcleos de material amorfo y supermalloy.

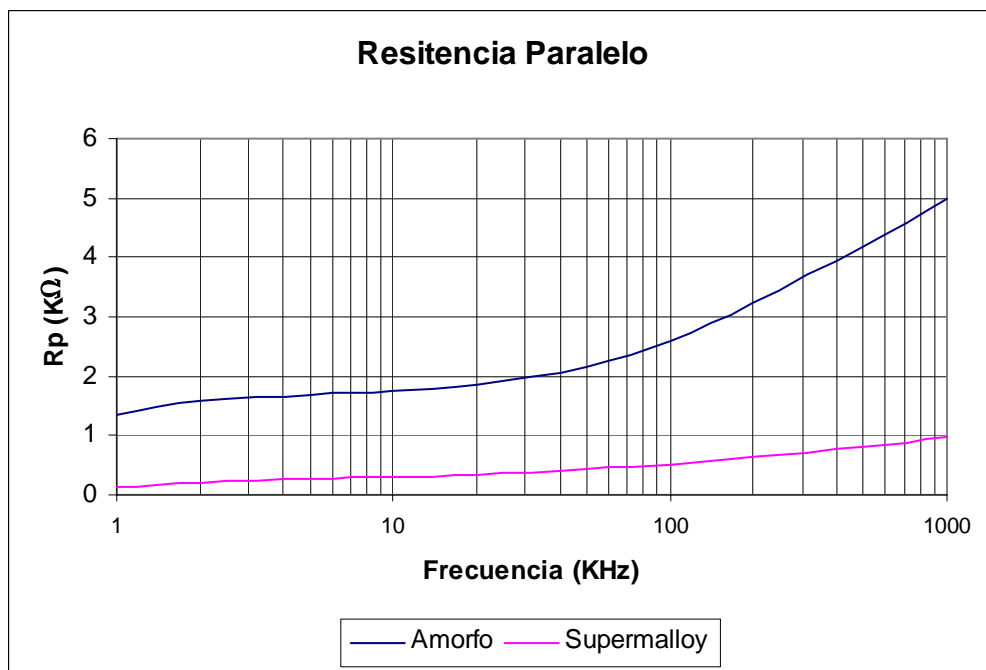


Fig. 42. Gráfica comparativa de la resistencia paralelo medida en 10 espiras sobre núcleos de material amorfo y supermalloy.

Los valores paralelo (R_p , L_p) de la prueba de vacío son mucho mayores para el núcleo de material amorfo que para supermalloy. Esta última característica nos hace pensar que el núcleo amorfo será mejor que el de supermalloy y se comprueba en el siguiente apartado.

6.2. Elección del material del núcleo

Una vez programado el modelo matemático del transformador a simple estado en el programa informático de cálculo “MATHCAD”, se introducen los datos obtenidos experimentalmente para ambos núcleos y se comprueba el error relativo obtenido para cada material. La relación de espiras introducida en la simulación ha sido 30 para el primario y 3 en el secundario, y la tensión de entrada de 100mV. Esta prueba es puramente indicativa, nos sirve para comprobar que efectivamente teniendo unos parámetros paralelos del transformador mayores el error a la salida producido es menor.

Se ha comprobado aplicando los modelos matemáticos, que una relación óptima de espiras es 30/3 para obtener la razón 1:10, la determinación de la relación de espiras se muestra en el apartado 6.4.

$V_{IN}=0.1\text{ V}$	Supermalloy		
Frecuencia	Vsalida	Error Relativo	Modulo Error
(KHz)	(V)	$Error = \frac{10 \cdot V_{salida}}{V_{in}} - 1$	
1	9.997E-3+1.053E-5*i	-2.925E-004+1.053E-003i	1.093E-03
2	9.997E-3+5.408E-6*i	-2.533E-004+5.408E-004i	5.972E-04
5	9.998E-3+2.089E-6*i	-2.256E-004+2.089E-004i	3.075E-04
10	9.998E-3+5.473E-7*i	-2.259E-004+5.473E-005i	2.325E-04
20	9.998E-3-6.973E-7*i	-2.392E-004-6.973E-005i	2.491E-04
50	9.997E-3-2.615E-6*i	-2.934E-004-2.615E-004i	3.930E-04
100	9.996E-3-4.719E-6*i	-3.796E-004-4.719E-004i	6.057E-04
200	9.995E-3-7.914E-6*i	-5.111E-004-7.914E-004i	9.421E-04
500	9.993E-3-1.531E-5*i	-7.047E-004-1.531E-003i	1.685E-03
1000	9.994E-3-2.56E-5*i	-6.182E-004-2.56E-003i	2.634E-03

Tabla 6. Resultados de la simulación en el modelo a simple estado para los datos del núcleo Supermalloy.

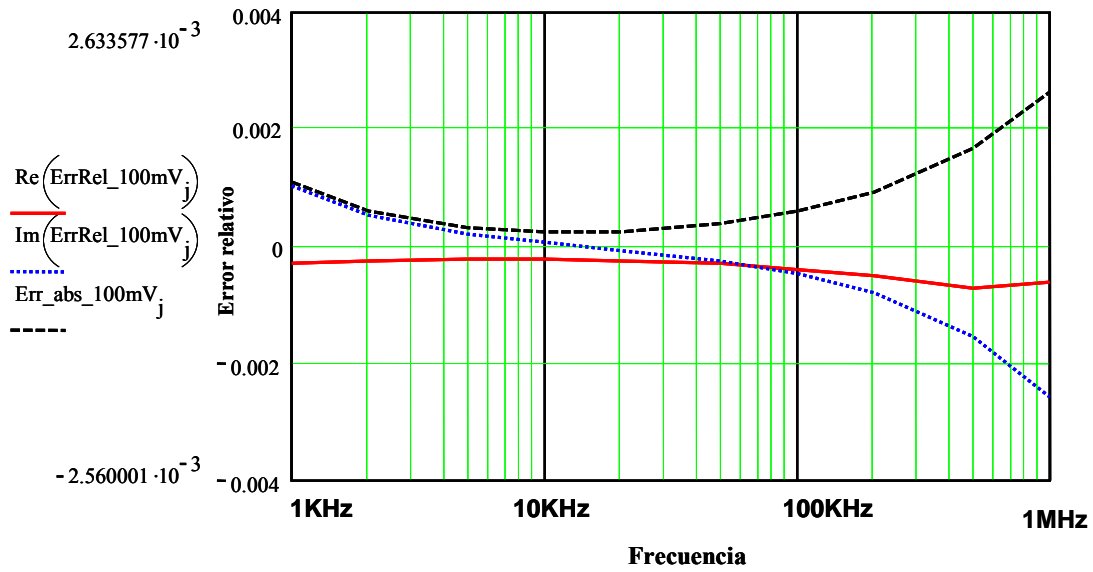


Fig. 43. Gráfica del error relativo calculado para el núcleo **Supermalloy**, parte real, imaginaria y módulo.

$V_{IN}=0.1 \text{ V}$	Amorfo		
Frecuencia	Vsalida	Error Relativo	Modulo Error
(KHz)	(V)	$Error = \frac{10 \cdot Vsalida}{Vin} - 1$	
1	$0.01+4.656E-6*i$	$-4.097E-5+4.656E-4*i$	$4.67E-04$
2	$9.999E-3+2.358E-6*i$	$-5.457E-5+2.358E-4*i$	$2.42E-04$
5	$9.999E-3+8.815E-7*i$	$-5.785E-5+8.815E-5*i$	$1.05E-04$
10	$9.999E-3+3.302E-7*i$	$-5.949E-5+3.302E-5*i$	$6.80E-05$
20	$9.999E-3-4.164E-8*i$	$-6.263E-5-4.164E-6*i$	$6.28E-05$
50	$9.999E-3-5.119E-7*i$	$-7.369E-5-5.119E-5*i$	$8.97E-05$
100	$9.999E-3-9.632E-7*i$	$-8.834E-5-9.632E-5*i$	$1.31E-04$
200	$9.999E-3-1.617E-6*i$	$-9.785E-5-1.617E-4*i$	$1.89E-04$
500	$0.01-3.204E-6*i$	$-1.292E-5-3.204E-4*i$	$3.21E-04$
1000	$0.01-5.553E-6*i$	$4.346E-4-5.553E-4*i$	$7.05E-04$

Tabla 7. Resultados de la simulación en el modelo a simple estado para los datos del núcleo Amorfo.

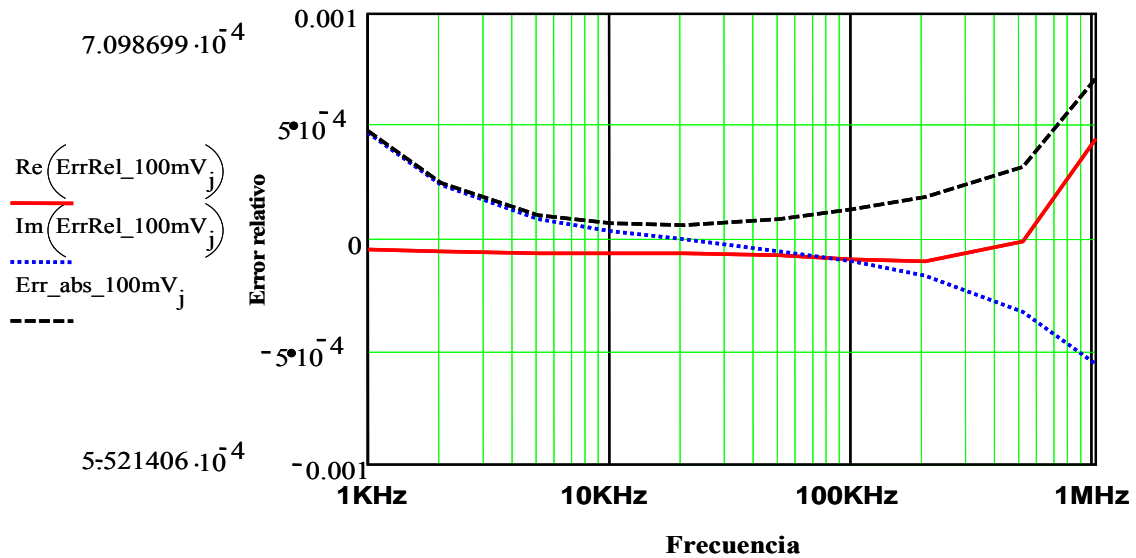


Fig. 44. Gráfica del error relativo calculado para el núcleo de **amorfo**, parte real, imaginaria y módulo.

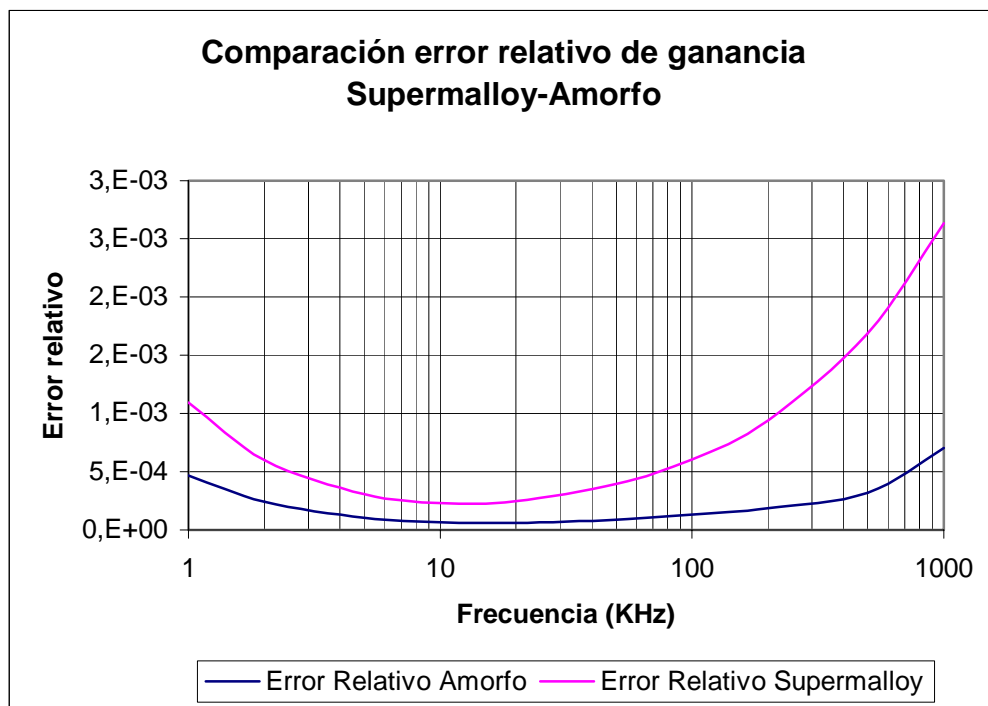


Fig. 45. Gráfica comparativa del error modular de ganancia del transformador a simple estado calculado con los datos del núcleo amorfo y supermalloy.

Se comprueba, como se puede ver en la figura 45, que la utilización del núcleo amorfo provoca menores errores que el de supermalloy. Inicialmente en la toma de medidas de los parámetros ya se había observado parámetros paralelos superiores para este material. Tras esta confirmación se seguirá adelante en las próximas pruebas y construcciones con los núcleos de material amorfo.

6.3. Parámetros del núcleo amorfo en función de la tensión y frecuencia

Para la construcción que nos ocupará posteriormente se han utilizado dos medidas de núcleos amorfos, el primero es VAC 40X25X15-25 XCF – 18 y el segundo de dimensiones inferiores es VAC 30X20X10-25 XCF – 18 por lo que se van a tomar datos de ambos.

Se han tomado datos de los parámetros resistencia e inductancia series (prueba de cortocircuito) y resistencia e inductancia paralelas (prueba de vacío) a distintas tensiones sobre los devanados de 10 espiras realizados. Los niveles de tensión aplicados son 20mV, 100mV y 1V en una gama de frecuencias de 1KHz a 1MHz.

En las siguientes tablas se recogen los datos obtenidos para ambos núcleos a las diferentes tensiones y en las gráficas se representan los mismos comparando a la vez ambos núcleos. Como podemos observar la variación de los parámetros con la tensión es prácticamente despreciable, vienen representados dos grupos de curvas, un grupo superior correspondiente al núcleo de dimensiones mayores y otro inferior correspondiente al núcleo menor. Podemos observar bien diferenciados los valores serie para un núcleo y otro, las espiras del mayor núcleo son más grandes y tenemos una longitud efectiva mayor que para el núcleo pequeño por lo que los valores recogidos son mayores. Otra consideración es que el diámetro del conductor empleado es diferente utilizando para el núcleo mayor un conductor de diámetro 0.8mm y para el menor uno de diámetro 0.56mm.

Ls(uH)	VAC 40X25X15-25 XCF - 18 GRANDE			VAC 30X20X10-25 XCF - 18 PEQUEÑO		
	Tensión de prueba (V)					
Frecuencia (KHz)	0.02	0.1	1	0.02	0.1	1
1	1.0000	1.0097	1.1308	0.5090	0.5302	0.6569
2	2.2415	2.2335	2.2615	1.7511	1.7530	1.7788
5	2.5569	2.5511	2.5561	2.0757	2.0762	2.0793
10	2.6650	2.6603	2.6629	2.1898	2.1878	2.1880
20	2.7309	2.7202	2.7222	2.2629	2.2553	2.2560
50	2.7241	2.7168	2.7177	2.2799	2.2728	2.2731
100	2.6723	2.6712	2.6718	2.2572	2.2564	2.2562
200	2.6131	2.6125	2.6129	2.2300	2.2290	2.2293
500	2.5419	2.5408	2.5410	2.1905	2.1893	2.1896
1000	2.4986	2.4978	2.4981	2.1636	2.1631	2.1636

Tabla 8. Datos de inductancia serie sobre devanados de 10 espiras para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V para frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Tabla 9.

Inductancia Serie

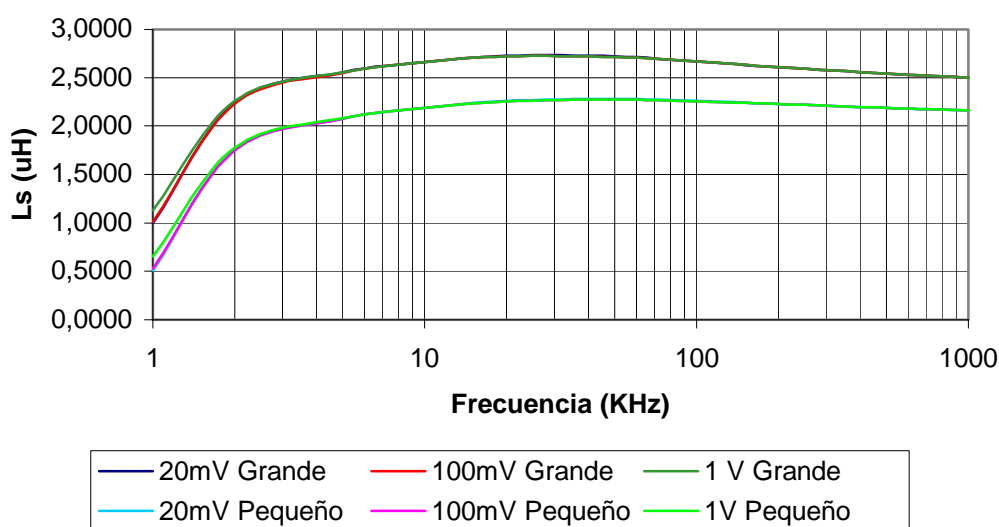


Fig. 46. Representación de inductancia serie para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Rs(mΩ)	VAC 40X25X15-25 XCF - 18 GRANDE			VAC 30X20X10-25 XCF - 18 PEQUEÑO		
	Tensión de prueba (V)					
Frecuencia (KHz)	0.02	0.1	1	0.02	0.1	1
1	237.7250	234.7469	233.0784	28.0665	28.2687	27.3217
2	231.4506	229.2504	228.0522	22.3209	22.7600	22.2854
5	229.2097	227.2701	226.0810	19.9699	20.3870	19.9619
10	226.4830	224.9096	225.6116	16.5672	17.1706	16.7233
20	226.5887	225.5985	225.9017	14.0396	15.4419	15.0274
50	245.6036	244.2158	244.5881	22.5100	23.0995	22.8219
100	285.2503	284.7738	285.3840	40.6244	42.7500	42.7166
200	363.5180	364.2794	364.3950	86.2523	88.3875	87.9188
500	572.4266	573.3487	573.7001	225.0879	227.8000	227.4073
1000	933.1698	919.8076	914.5343	496.0320	485.1550	480.7544

Tabla 10. Datos de resistencia serie sobre devanados de 10 espiras para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V para frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Tabla 11.

Resistencia Serie

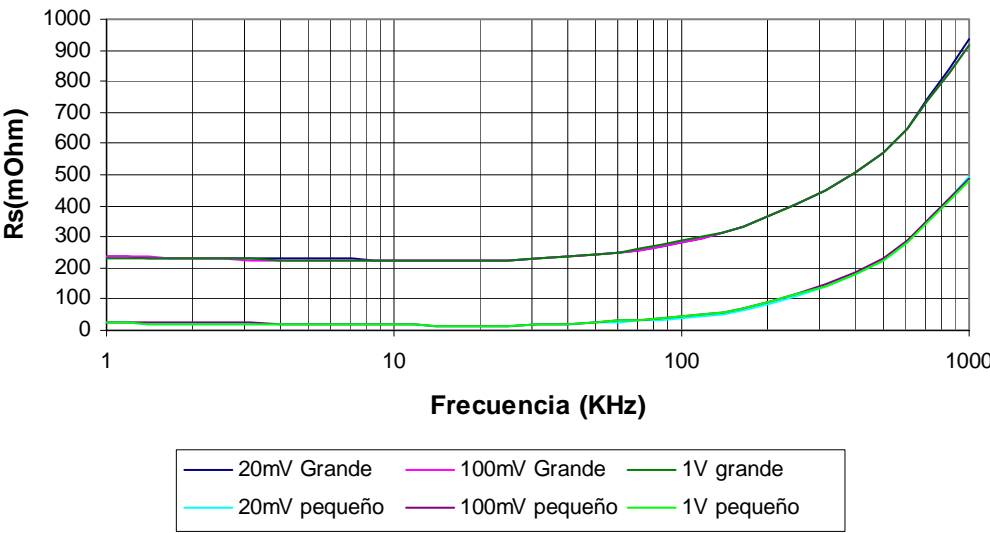


Fig. 47. Representación de resistencia serie para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Lp(mH)	VAC 40X25X15-25 XCF - 18 GRANDE			VAC 30X20X10-25 XCF - 18 PEQUEÑO		
	Tensión de prueba (V)					
Frecuencia (KHz)	0.02	0.1	1	0.02	0.1	1
1	12.3933	13.0639	14.8650	11.8344	11.6501	15.0191
2	12.1767	12.2504	14.3858	11.3349	10.1885	14.0111
5	11.9772	12.0254	13.2611	11.0201	9.8630	12.5430
10	11.5805	11.6118	12.2345	10.5254	9.4209	11.3129
20	10.6058	10.6254	10.8900	9.5249	8.5500	9.8560
50	8.0014	8.0119	8.0759	7.0853	6.4392	7.1942
100	5.7996	5.8037	5.8413	5.0158	4.6022	5.0596
200	4.1400	4.1493	4.1674	3.4494	3.1862	3.4637
500	2.7549	2.7833	2.7909	2.2219	2.0522	2.2318
1000	2.3215	2.3927	2.3904	1.8461	1.6684	1.8495

Tabla 12. Datos de inductancia paralelo sobre devanados de 10 espiras para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V para frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Inductancia Paralelo

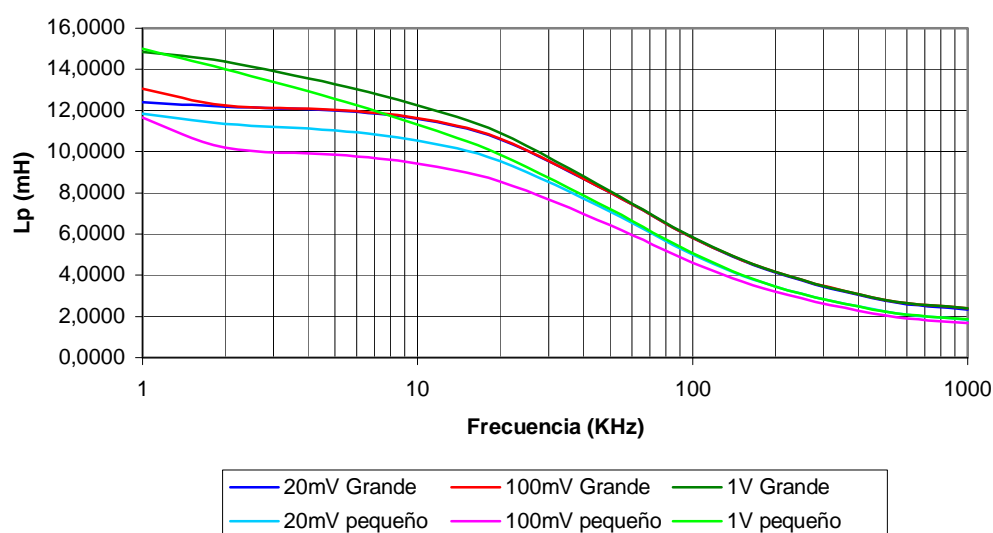


Fig. 48. Representación de inductancia paralelo para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Rp(KΩ)	VAC 40X25X15-25 XCF - 18 GRANDE			VAC 30X20X10-25 XCF - 18 PEQUEÑO		
	Tensión de prueba (V)					
Frecuencia (KHz)	0.02	0.1	1	0.02	0.1	1
1	1.3395	1.2339	1.0168	0.9802	0.5472	0.4446
2	1.5425	1.5348	1.2874	1.1818	1.0768	0.6948
5	1.6660	1.6622	1.5658	1.2880	1.2054	1.0602
10	1.7430	1.7417	1.7111	1.3608	1.2860	1.2834
20	1.8535	1.8533	1.8493	1.4571	1.3840	1.4434
50	2.1672	2.1675	2.1696	1.6902	1.6071	1.6929
100	2.6175	2.6182	2.6225	1.9972	1.9058	1.9983
200	3.2445	3.2455	3.2514	2.4503	2.3372	2.4503
500	4.2116	4.2074	4.2157	3.1601	3.0236	3.1553
1000	5.0233	5.0166	5.0237	3.7576	3.6065	3.7468

Tabla 13. Datos de resistencia paralelo sobre devanados de 10 espiras para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V para frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Resistencia Paralelo

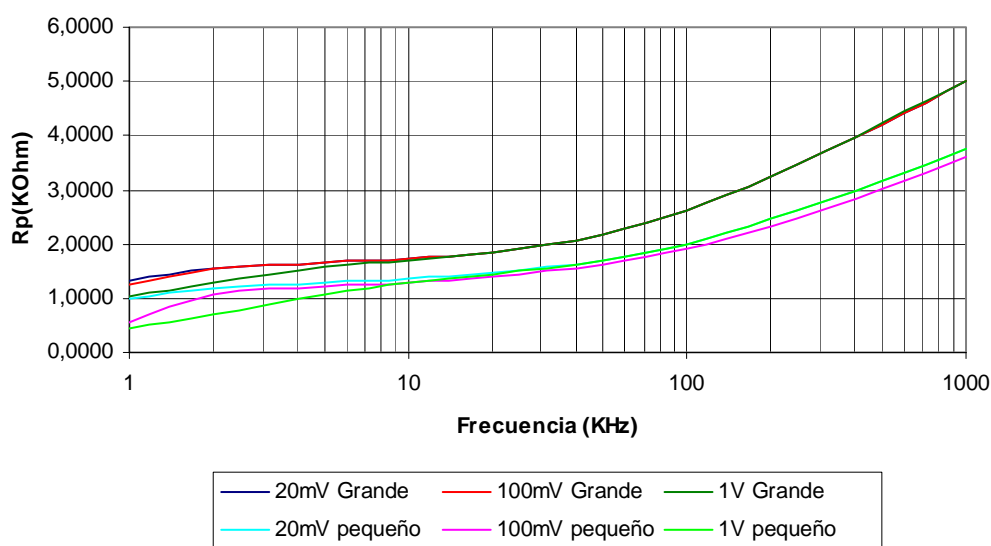


Fig. 49. Representación de resistencia paralelo para ambos núcleos a tensión 20mV, 100mV y 1V en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Observando las gráficas se concluye que la estabilidad en tensión es la adecuada, los parámetros se mantienen estables dentro de los rangos requeridos para distintas tensiones, por lo tanto el error del transformador será estable en tensión como se comprobará mas tarde.

6.4. Determinación de la relación de espiras

El número de espiras de los devanados primario y secundario deberá seguir una relación 10:1 para obtener la relación de transformación buscada 0.1. El secundario no puede constar de un número muy alto de espiras porque se sabe teóricamente que excesivas espiras en el secundario para altas frecuencias presenta un funcionamiento peor. De la misma forma si aumentamos demasiado el número de espiras tendremos inductancias de dispersión y resistencias mayores además de aumentar la capacidad entre espiras, sobre todo en el primario en el que tenemos 10 veces más espiras que en secundario.

Hasta el momento nos encontramos en situación de diseño y siempre se utilizan los datos obtenidos para 10 espiras, pero se sabe que los valores serie de la prueba de cortocircuito son directamente proporcionales al número de espiras y los parámetros paralelo de la prueba de vacío son directamente proporcionales al cuadrado del número de espiras, así que en la simulación informática sólo basta extrapolar los datos.

Se determinará la relación de espiras de un modo teórico práctico, esto es, se simulará el modelo matemático a simple estado y doble estado con los datos del núcleo de material amorfo introduciendo varias relaciones de espiras. Se ha simulado para todo un abanico de relaciones y se ha observado una relación de espiras óptima de 30 espiras en el primario y 3 en el secundario. A modo de ejemplo se muestran los errores modulares obtenidos con las relaciones de espiras 10/1, 30/3 y 60/6. Los datos utilizados son los obtenidos a 100mV y la tensión de ingreso en la simulación es de 100mV.

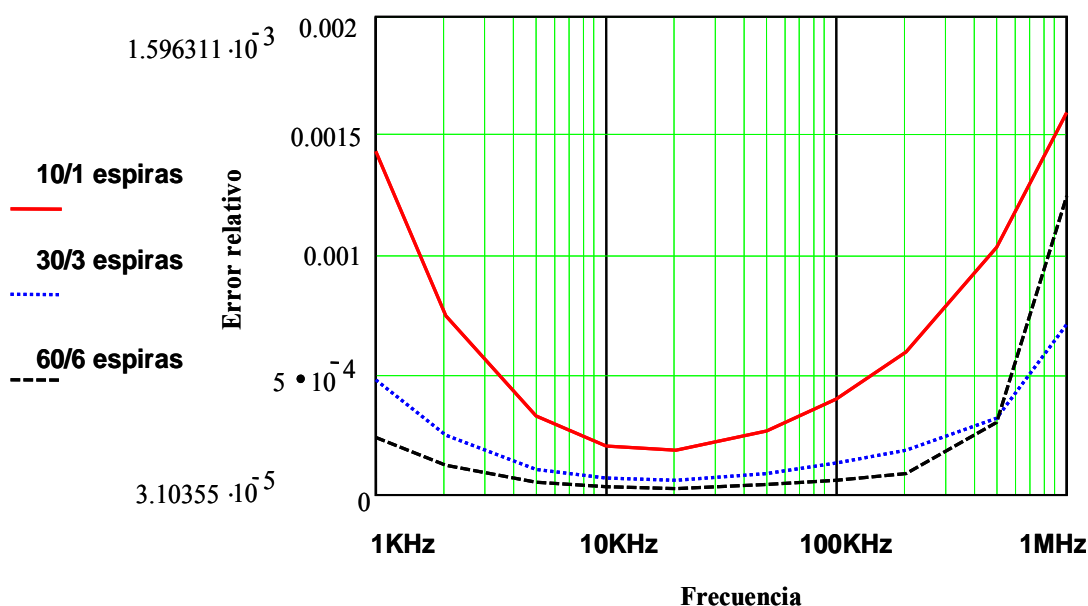


Fig. 50. Representación del error modular obtenido en la simulación con el modelo a **simple** estado para relaciones de espiras 10/1, 30/3 y 60/6.

La figura 50 representa los errores obtenidos en la simulación para diferentes relaciones de espiras (10/1, 30/3, 60/6) en el abanico de frecuencias de 1KHz a 1MHz. Se comprueba que para una sola espira en el secundario el error es demasiado alto, para 3

espiras en el secundario se mantiene en el orden de 10^{-6} y para la frecuencia más desfavorable de 1MHz en el orden de 10^{-4} , mientras que para 6 espiras en el secundario el error es ligeramente inferior que con 3 espiras pero al aumentar la frecuencia el error es superior y se dispara. Por todo esto se llega a la conclusión que un número óptimo de relación de espiras sería una solución intermedia de 30 en el primario y 3 en el secundario.

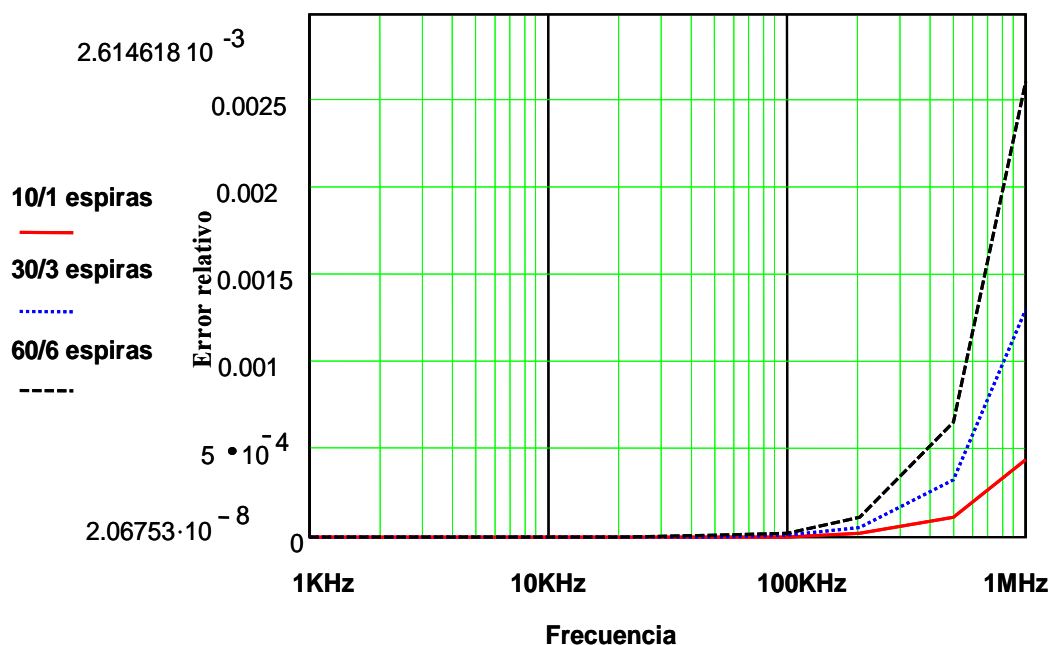


Fig. 51. Representación del error modular obtenido en la simulación con el modelo a **doble** estado para relaciones de espiras 10/1, 30/3 y 60/6.

En esta otra gráfica (figura 51) se muestran los errores relativos que ofrece la modelización del transformador a doble estado para relaciones de espiras entre primario y secundario de 10/1, 30/3 y 60/6. Para este modelo el error es prácticamente nulo hasta llegar a la muy alta frecuencia y es conveniente apoyarse en los resultados obtenidos a simple estado para concluir que relación de espiras es la más conveniente. Para el doble estado la relación de espiras que ofrece un error menor es la 10/1, para la muy alta frecuencia es óptimo minimizar el número de espiras en secundario, pero está claro que una sola espira en el secundario puede ofrecer más problemas en la práctica y en el caso del simple estado provoca el mayor error de todos los casos, por lo tanto se adoptará una solución intermedia de 30 espiras en primario y 3 en secundario.

CAPITULO 7. SIMULACIÓN INFORMÁTICA DE LOS MODELOS DE TRANSFORMADOR A SIMPLE ESTADO Y DOBLE ESTADO

A continuación se simula el comportamiento del modelo de transformador a simple y doble estado introduciendo los parámetros medidos y extrapolando los valores para 30 espiras en el primario y 3 en el secundario. La simulación se realiza a varios niveles de tensión, 100mV, 20mV y 1V para los cuales se han recogido datos para 10 espiras, estos datos se extrapolan teniendo en cuenta que los valores serie de la prueba de cortocircuito son directamente proporcionales al número de espiras y los paralelo de la prueba de vacío lo son al cuadrado del número de espiras.

Los datos introducidos en la salida del transformador $Y_c = \frac{1}{R_c} + s \cdot C$ (42) como valores de ingreso del aparato de medida que se conectará, según manual de los multímetros se estima una resistencia de $R_c=1M\Omega$ y una capacidad de $C=40pF$.

Y finalmente se realiza una comparación entre los diferentes niveles de tensión tomando el error a 100mV como valor central representándolo **en tanto por ciento** y realizando la diferencia con respecto los otros niveles para observar la dispersión y estabilidad de la curva de error al variar la tensión aplicada al transformador.

7.1. Simulación del transformador a simple estado

7.1.1. Resultados a 100mV

Ingreso: 100mV

Salida: 10mV

Relación de espiras: 30/3

Núcleo 1. VAC 40 x 25 x 15 – 25 XCF –18 (material “amorfo”).

Vin=100mV	Simple estado	
Frec.	Vsalida	Error Relativo
1	0.01+4.757E-6*i	-4.485E-5+4.757E-4*i
2	9.999E-3+2.451E-6*i	-5.537E-5+2.451E-4*i
5	9.999E-3+9.216E-7*i	-5.817E-5+9.216E-5*i
10	9.999E-3+3.526E-7*i	-5.967E-5+3.526E-5*i
20	9.999E-3-2.824E-8*i	-6.271E-5-2.824E-6*i
50	9.999E-3-5.01E-7*i	-7.356E-5-5.01E-5*i
100	9.999E-3-9.526E-7*i	-8.793E-5-9.526E-5*i
200	9.999E-3-1.605E-6*i	-9.649E-5-1.605E-4*i
500	0.01-3.184E-6*i	-9.517E-6-3.184E-4*i
1000	0.01-5.521E-6*i	4.462E-4-5.521E-4*i

Tabla 14. Tensión de salida y error relativo a simple estado para 100mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

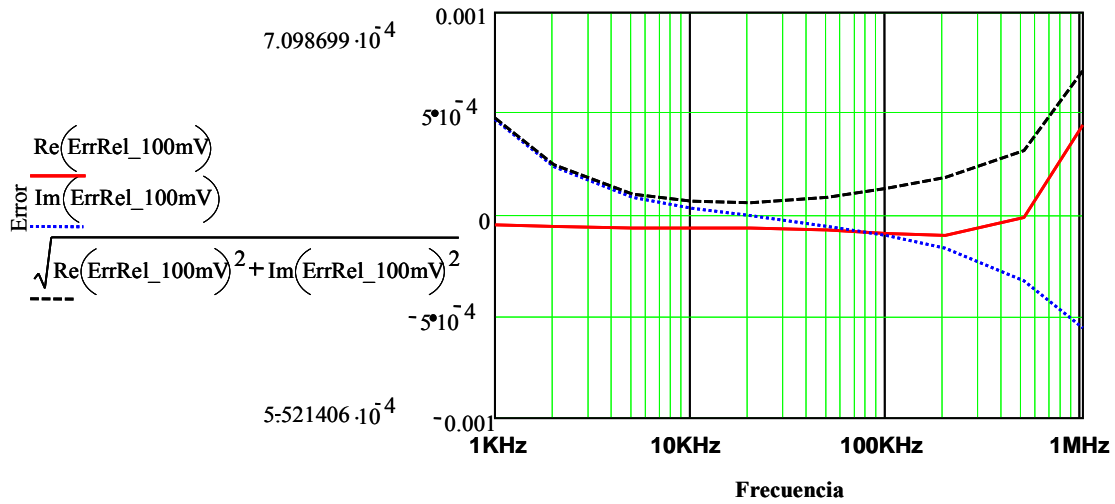


Fig. 52. Representación gráfica del error relativo obtenido a simple estado para 100mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz, parte real, imaginaria y valor modular.

7.1.2. Resultados a 1V y 20 mV

De igual forma se simula para tensiones de entrada de 1V y 20mV, las gráficas que se obtienen son idénticas a la obtenida en 100mV. Se muestra por lo tanto el error obtenido para estas tensiones y la representación gráfica de las tres curvas.

Simple Estado	Error Relativo	
Frec.	Vin=1V	Vin=20mV
1	-5.109E-5+4.147E-4*i	-4.332E-5+5.08E-4*i
2	-5.58E-5+2.065E-4*i	-5.578E-5+2.49E-4*i
5	-5.621E-5+8.183E-5*i	-5.854E-5+9.342E-5*i
10	-5.822E-5+3.249E-5*i	-5.998E-5+3.574E-5*i
20	-6.177E-5-3.561E-6*i	-6.304E-5-2.767E-6*i
50	-7.314E-5-5.016E-5*i	-7.389E-5-5.017E-5*i
100	-8.746E-5-9.517E-5*i	-8.804E-5-9.531E-5*i
200	-9.602E-5-1.602E-4*i	-9.671E-5-1.606E-4*i
500	-9.071E-6-3.179E-4*i	-1.102E-5-3.181E-4*i
1000	4.463E-4-5.513E-4*i	4.406E-4-5.517E-4*i

Tabla 15. Error relativo a simple estado para 1V y 20mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

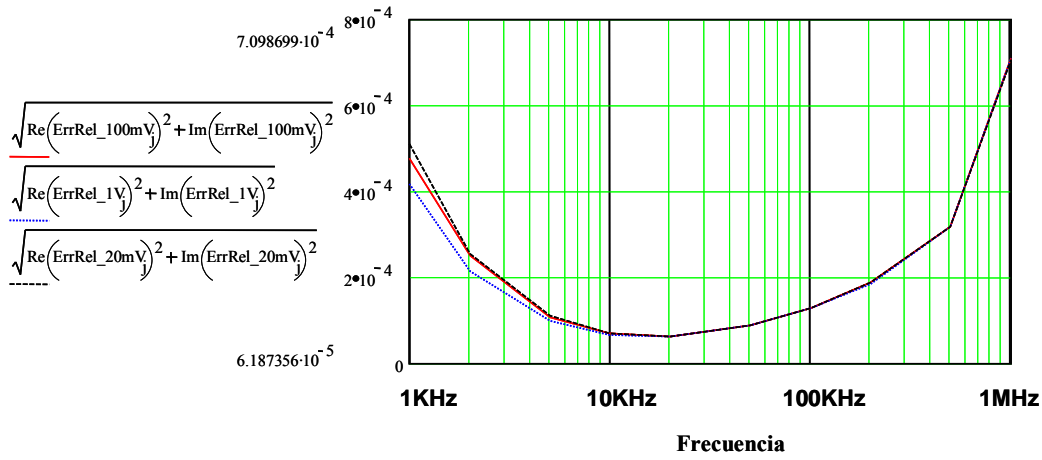


Fig. 53. Representación gráfica del error relativo modular obtenido a **simple estado** para 100mV, 1V y 20mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

7.1.3. Dispersión del error en %

Error modular en % obtenido en la simulación a simple estado a 100mV:

$$\text{Error relativo 100mV \%} = 100 \cdot \sqrt{\text{Real}(\text{Error rel 100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Error rel 100mV})^2} \quad (66)$$

Diferencia del error en módulo obtenido a 1V con respecto al de 100mV, en valor absoluto y %:

$$\Delta 1V = 100 \cdot \left| \sqrt{\text{Real}(\text{Err1V})^2 + \text{Imag}(\text{Err1V})^2} - \sqrt{\text{Real}(\text{Err100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err100mV})^2} \right| \quad (67)$$

Diferencia del error en módulo obtenido a 20mV con respecto al de 100mV, en valor absoluto y %:

$$\Delta 20mV = 100 \cdot \left| \sqrt{\text{Real}(\text{Err20mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err20mV})^2} - \sqrt{\text{Real}(\text{Err100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err100mV})^2} \right| \quad (68)$$

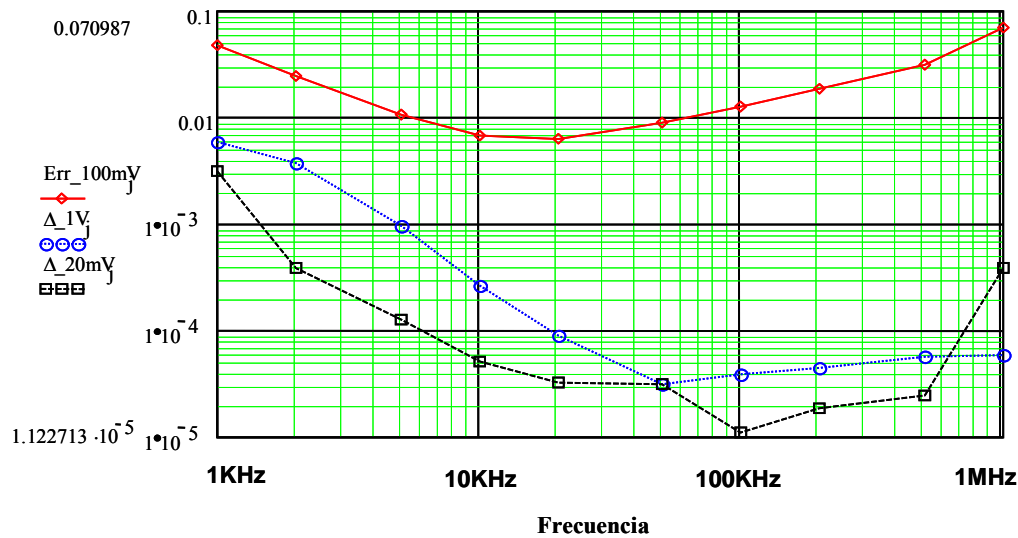


Fig. 54. Representación gráfica del error relativo obtenido a simple estado para 100mV en % y dispersión en % de las curvas de error a 20mV y 1V con respecto 100mV.

En la figura 54 se puede observar el error relativo de transformación en % para 100mV y la diferencia que existe entre éste y el obtenido para 20mV y 1V. El error se encuentra alrededor del 0.01% y la diferencia para otras tensiones es del 0.01% hasta la frecuencia de 100KHz donde se hace inferior al 0.0001%. Esto quiere decir que si obtenemos la curva de error para un nivel de tensión determinado, 100mV en este caso, y la aplicamos como curva de corrección general a otras tensiones, se cometerá un error comprendido entre 0.01% y 0.001 %, o lo que es lo mismo, un error que puede oscilar entre 1000 partes por millón y 10 partes por millón.

7.2. Simulación del transformador a doble estado

7.2.1. Resultados a 100mV

Ingreso: 100mV

Salida: 10mV

Relación de espiras: 30/3

Núcleo 1. VAC 40 x 25 x 15 – 25 XCF –18 (material “amorfo”).

Vin=100mV	Doble estado	
Frec.	Vsalida	Error Relativo
1	0.01+6.413E-10*i	3.716E-7+6.413E-8*i
2	0.01+7.016E-11*i	4.301E-8+7.016E-9*i
5	0.01-9.924E-10*i	-3.152E-8-9.924E-8*i
10	0.01-2.332E-9*i	5.979E-8-2.332E-7*i
20	0.01-4.877E-9*i	4.846E-7-4.877E-7*i
50	0.01-1.309E-8*i	3.452E-6-1.309E-6*i
100	0.01-2.952E-8*i	1.383E-5-2.952E-6*i
200	0.01-7.206E-8*i	5.436E-5-7.206E-6*i
500	0.01-2.667E-7*i	3.31E-4-2.667E-5*i
1000	0.01-8.228E-7*i	1.303E-3-8.228E-5*i

Tabla 16. Tensión de salida y error relativo a doble estado para 100mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

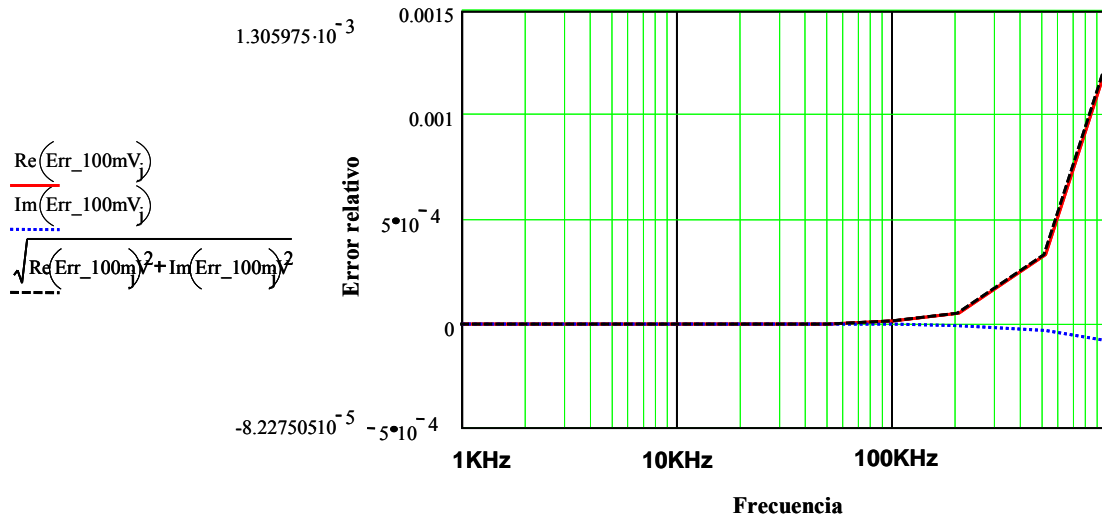


Fig. 55. Representación gráfica del error relativo obtenido a doble estado para 100mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz, parte real, imaginaria y valor modular.

7.2.2. Resultados a 1V y 20mV

De igual forma se simula para tensiones de entrada de 1V y 20mV, las gráficas que se obtienen son idénticas a la obtenida en 100mV. Se muestra por lo tanto el error obtenido para estas tensiones y la representación gráfica de las tres curvas.

Doble Estado	Error Relativo	
Frec.	Vin=1V	Vin=20mV
1	2.623E-7+6.328E-8*i	4.343E-7+6.666E-8*i
2	8.539E-9-1.11E-9*i	4.607E-8+7.891E-9*i
5	-3.421E-8-1.018E-7*i	-3.17E-8-9.968E-8*i
10	5.966E-8-2.347E-7*i	5.951E-8-2.345E-7*i
20	4.852E-7-4.884E-7*i	4.865E-7-4.897E-7*i
50	3.453E-6-1.311E-6*i	3.461E-6-1.316E-6*i
100	1.383E-5-2.957E-6*i	1.383E-5-2.956E-6*i
200	5.436E-5-7.208E-6*i	5.437E-5-7.194E-6*i
500	3.311E-4-2.668E-5*i	3.312E-4-2.663E-5*i
1000	1.304E-3-8.184E-5*i	1.304E-3-8.34E-5*i

Tabla 17. Error relativo a doble estado para 1V y 20mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

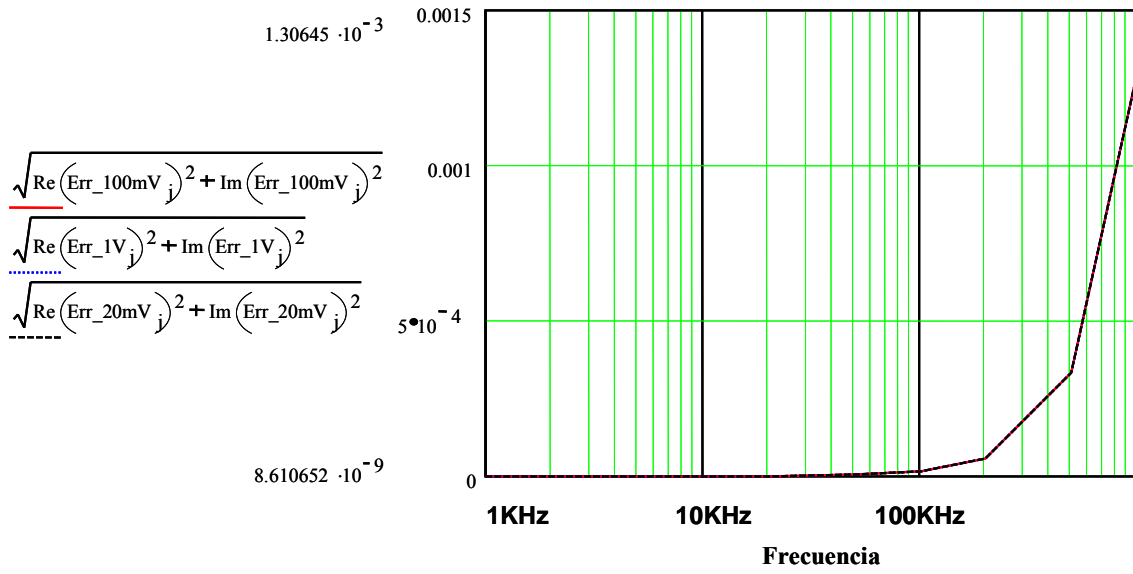


Fig. 56. Representación gráfica del error relativo modular obtenido a doble estado para 100mV, 1V y 20mV en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Se puede ver que la variación de errores para distintas tensiones es inapreciable, se encuentra en órdenes inferiores a partes por millón excepto cuando comienza a aumentar la frecuencia que llega a 1250 partes por millón para 1MHz. Esta gráfica nos muestra la estabilidad para diferentes entradas de tensión ya que como habíamos comprobado anteriormente los parámetros tenían una variación con la tensión despreciable.

7.2.3. Dispersión del error en %

Error modular en % obtenido en la simulación a doble estado a 100mV:

$$\text{Error relativo 100mV \%} = 100 \cdot \sqrt{\text{Real}(\text{Error rel 100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Error rel 100mV})^2} \quad (66)$$

Diferencia del error en módulo obtenido a 1V con respecto al de 100mV, en valor absoluto y % para el modelo de transformador a doble estado:

$$\Delta 1V = 100 \cdot \left| \sqrt{\text{Real}(\text{Err1V})^2 + \text{Imag}(\text{Err1V})^2} - \sqrt{\text{Real}(\text{Err100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err100mV})^2} \right| \quad (67)$$

Diferencia del error en módulo obtenido a 20mV con respecto al de 100mV, en valor absoluto y % para el modelo de transformador a doble estado:

$$\Delta 20mV = 100 \cdot \left| \sqrt{\text{Real}(\text{Err20mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err20mV})^2} - \sqrt{\text{Real}(\text{Err100mV})^2 + \text{Imag}(\text{Err100mV})^2} \right| \quad (68)$$

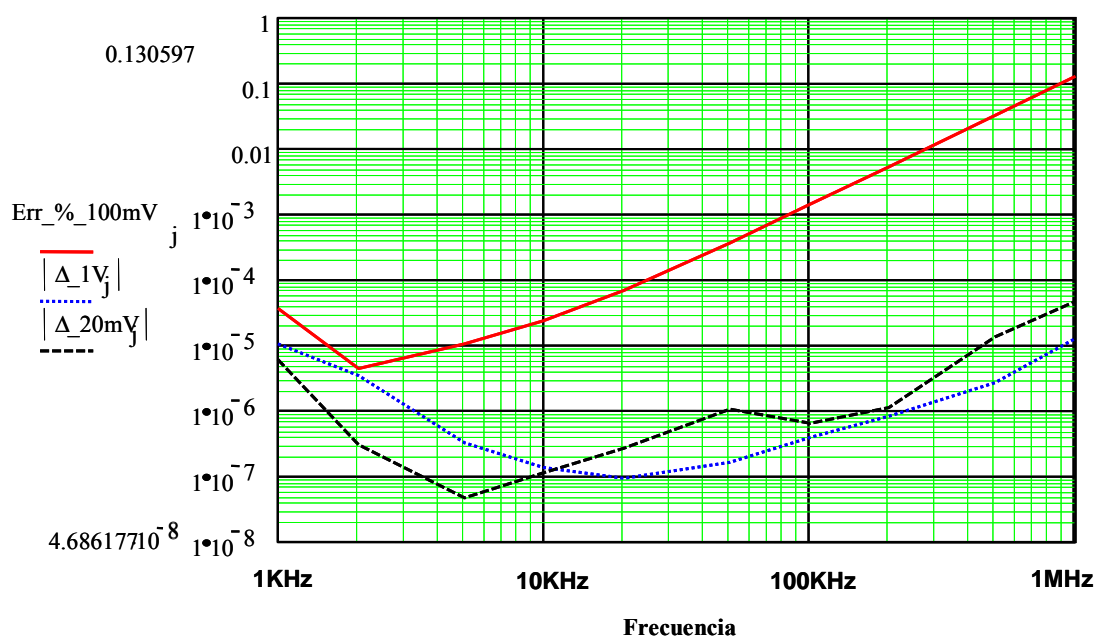


Fig. 57. Representación gráfica del error relativo obtenido a doble estado para 100mV en % y dispersión en % de las curvas de error a 20mV y 1V con respecto 100mV.

En la figura 57 se puede observar el error relativo de transformación del transformador a doble estado en % para 100mV y la diferencia que existe entre éste y el obtenido para 20mV y 1V. El error va de 0.00001% a 0.1% según aumenta la frecuencia y la diferencia para las otras tensiones está en torno al 0.000001%, esto es, inferior a partes por millón, lo que significa que el error introducido por el transformador a doble estado es muy inferior al transformador a simple estado.

7.3. Comparación del error a simple y doble estado

Comparando los resultados de la simulación a simple estado y doble estado queda patente la notable mejora del modelo a doble estado con respecto a simple estado. Las curvas de errores son menores y además más estables, siendo totalmente lineales en todo el abanico excepto para 1MHz que es el punto más crítico por los problemas que añade esta frecuencia.

Se calcula el error modular en % para 100mV a simple estado y doble estado obtenido de las simulaciones informáticas (Apartados 7.1.3. y 7.2.3.), lo que llamaré SST “Simple Stage Transformer” y DST “Double Stage Transformer”:

SST: error en % obtenido en la simulación para el transformador a simple estado a 100mV.

DST: error en % obtenido en la simulación para el transformador a doble estado a 100mV.

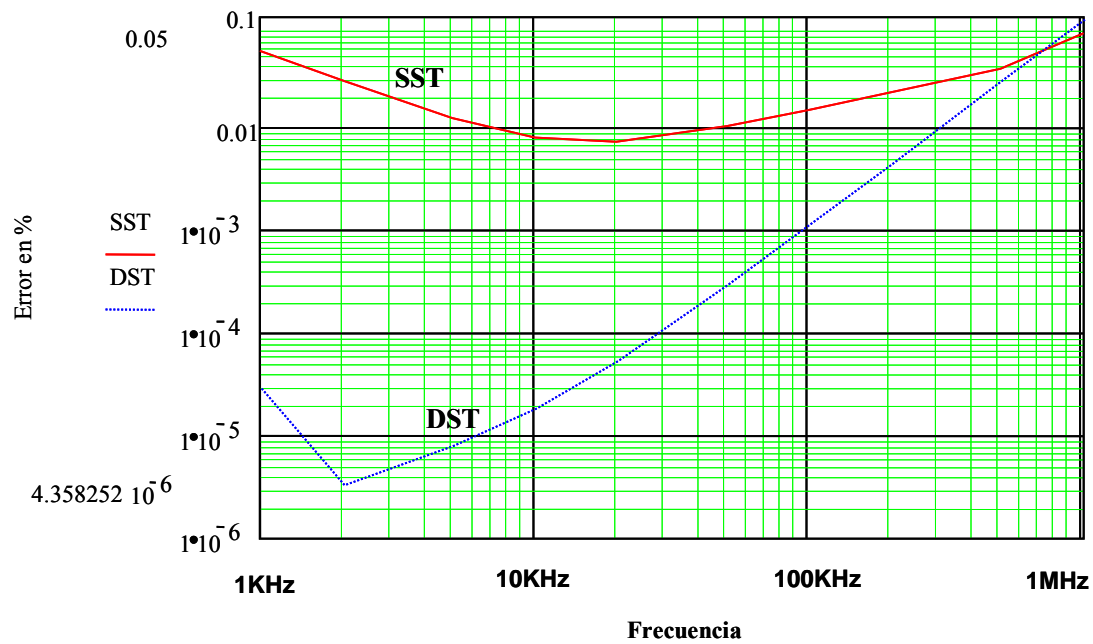


Fig. 58. Gráfica comparativa del error en % obtenido en la simulación del transformador a simple estado (SST) y a doble estado (DST).

Esta gráfica resume todo el capítulo, aquí se ve como el transformador a doble estado provoca un menor error que el transformador a simple estado. También es cierto que para la muy alta frecuencia el comportamiento se iguala pero en general hay una notable mejoría para el doble estado siendo el error prácticamente despreciable e imposible de detectar por los multímetros.

CAPÍTULO 8. DISEÑO Y MODELO MATEMÁTICO DEL PROTOTIPO

8.1. Diseño del transformador a doble estado con relación de transformación 1:10 y 1:100

Se desea construir un transformador con relaciones de transformación 1:10 y 1:100, el diseño de esta construcción consta de un primer transformador a doble estado de relación de espiras 30/3 con modelo matemático y resultados de error exactamente igual al expuesto anteriormente en el capítulo 7.

Para obtener una relación de transformación 1:100 se podría llevar a cabo una construcción con una relación de espiras de 100 a 1 en primario y secundario, en cambio este tipo de construcción no es adecuada por el rango de frecuencia en el que trabajamos ya que devanados de cientos de espiras producirían un aumento del error muy considerable. Se opta por llevar a cabo una construcción en cascada de dos transformadores con relación de transformación 1:10 pero con ciertas particularidades ya que si conectamos los dos transformadores en cascada el segundo se verá en cierta medida cargado. Nos servirá como primer transformador el construido para la relación 1:10 y como segundo otro construido con el segundo tipo de núcleos de menores dimensiones (para la tensión aplicada al segundo transformador, 10 veces menor que la de ingreso, funcionan mejor núcleos de menores dimensiones y diámetro de conductor inferior ya que los parámetros del transformador son inferiores).

Con el primer transformador se obtendrá la relación de transformación 1:10. El transformador 2 también a doble estado tiene dos primarios, el primario a estado 1 (devanado sobre un núcleo) se conecta en cascada al secundario de un transformador auxiliar que le suministra la alimentación de excitación de este primario, evitando de esta forma que el transformador 1 se vea cargado, mientras que el primario a doble estado (devanado sobre 2 núcleos) está conectado en cascada al transformador 1.

T1: transformador 1 a doble estado.

Núcleos VAC 40 x 25 x 15 – 25 XCF-18, material amorfo.

T2: transformador 2 a doble estado.

Núcleos VAC 30 x 20 x 10 – 25 XCF-18, material amorfo.

T Auxiliar: transformador auxiliar a simple estado.

Núcleos VAC 40 x 25 x 15 – 25 XCF-18, material amorfo.

En la figura 59 se muestra el esquema magnético del diseño del prototipo y las conexiones pertinentes para el funcionamiento según la función que se desee.

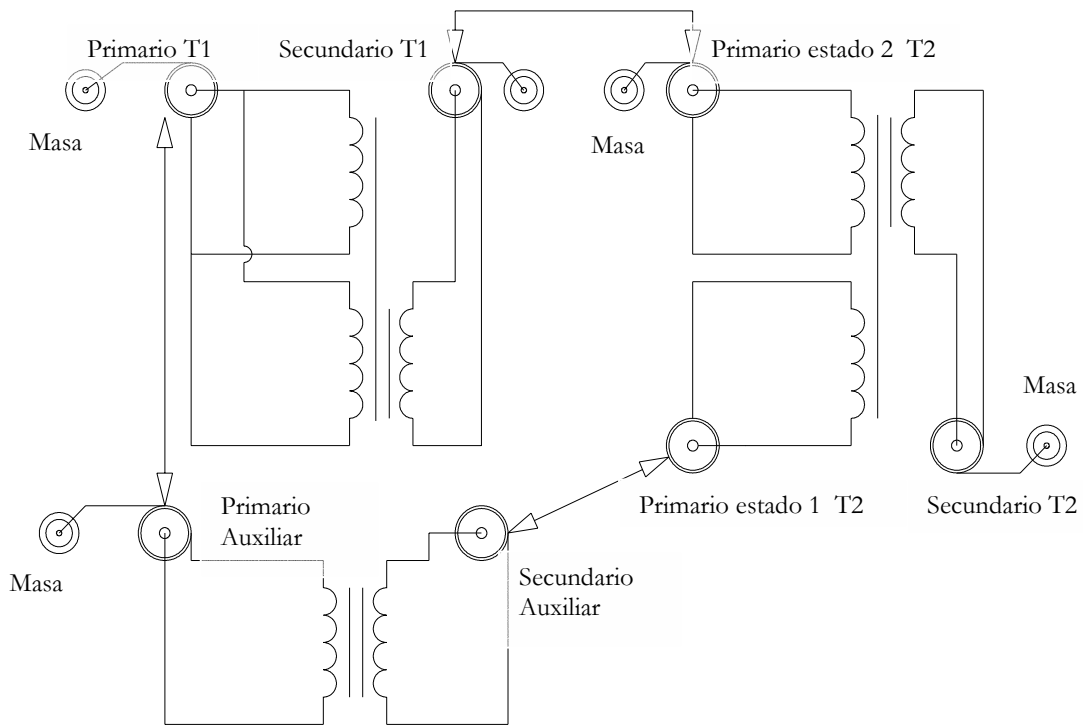


Fig. 59. Representación del esquema magnético y conexión del prototipo.

8.2. Modelo matemático del prototipo

A continuación se muestra el circuito eléctrico equivalente del prototipo, para éste se han tenido en cuenta las mismas consideraciones que para los anteriores modelos del capítulo 5. Los valores de impedancias y admitancias utilizadas en la simulación informática son los obtenidos en las pruebas de cortocircuito y vacío para tensiones de entrada de 20mV, 100mV y 1V. Atender que los valores del transformador 2 corresponden a los núcleos de menores dimensiones, mientras que los del transformador 1 y auxiliar a los de mayores dimensiones.

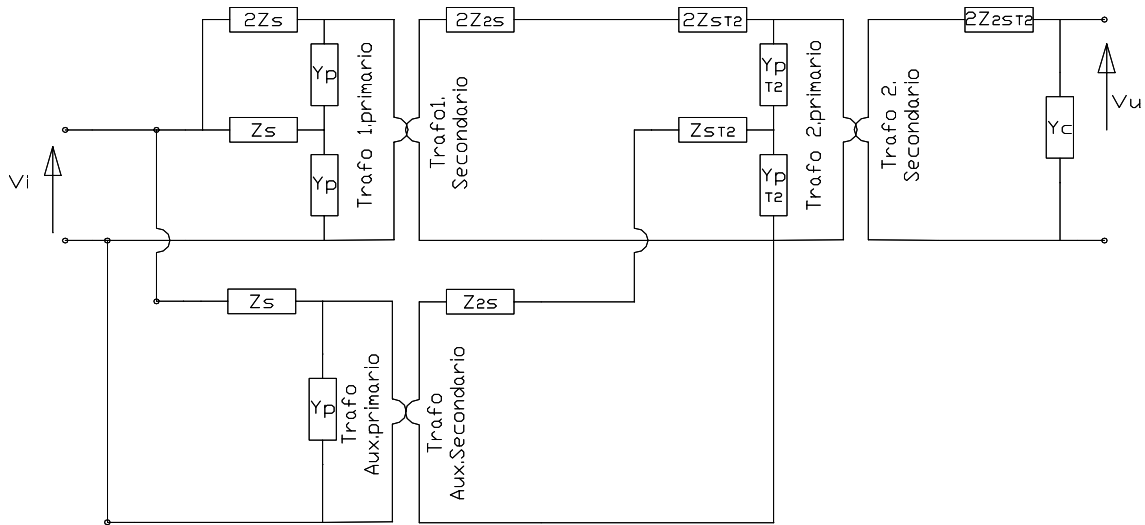


Fig. 60. Circuito eléctrico equivalente del prototipo.

El cálculo del circuito se ha realizado por superposición, primero se cortocircuita el auxiliar y transferimos su impedancia de modo oportuno hasta el primario del transformador 1, entonces se obtiene la ecuación que relaciona tensión de salida con la tensión de entrada. Posteriormente se cortocircuita el primario del transformador 1 y transferimos su impedancia hasta el auxiliar, se obtiene entonces la ecuación que relaciona la tensión de salida con la de ingreso en el auxiliar. Por superposición se obtiene la tensión de salida.

Cortocircuitando el auxiliar se tiene el circuito:

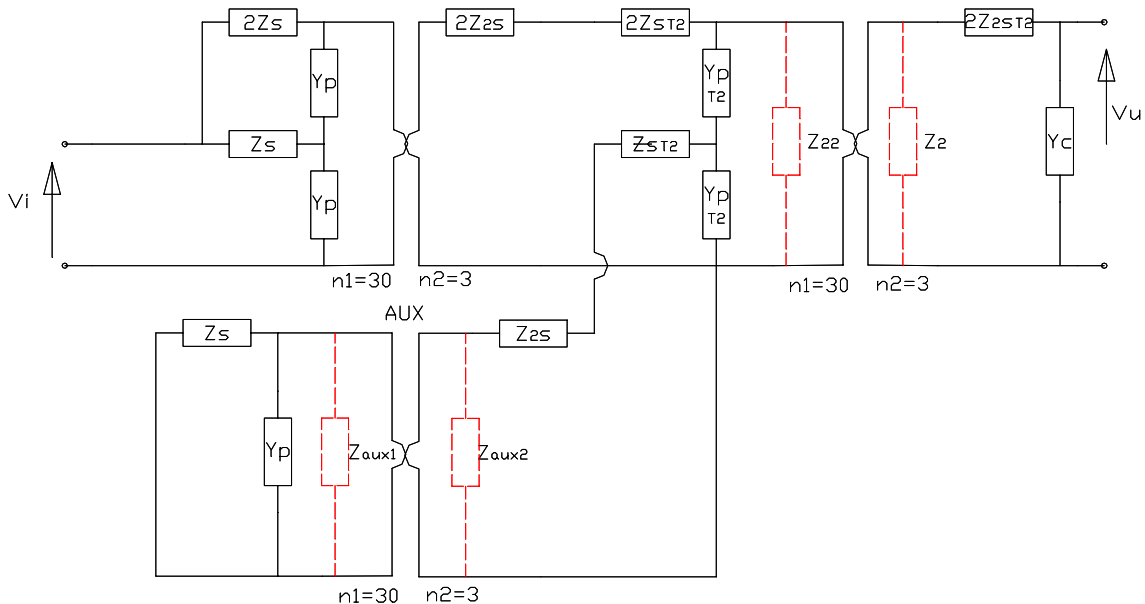


Fig. 61. Circuito de trabajo 1 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

Partiendo del lado del auxiliar se tiene una impedancia paralelo de Z_s e Y_p :

$$Z_{aux1} = \frac{1}{\frac{1}{Z_s} + Y_p} \quad (69)$$

Transferida Z_{aux1} al secundario del auxiliar queda:

$$Z_{aux2} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{\frac{1}{Z_s} + Y_p} \quad (70)$$

Desde el secundario del transformador 2 se tiene una impedancia equivalente de secundario:

$$Z_2 = 2Z_{2sT2} + \frac{1}{Y_c} \quad (71)$$

Esta Z_2 transferida al primario del transformador 2 es:

$$Z_{22} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \cdot \left(2Z_{2sT2} + \frac{1}{Y_c} \right) \quad (72)$$

De este modo se va reduciendo el circuito equivalente como sigue:

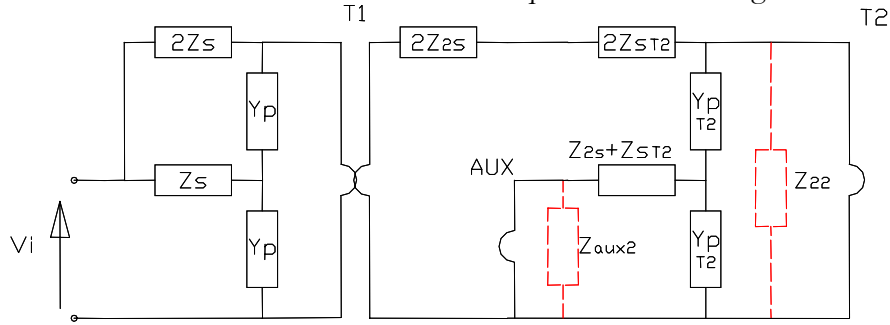


Fig. 62. Circuito de trabajo 2 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

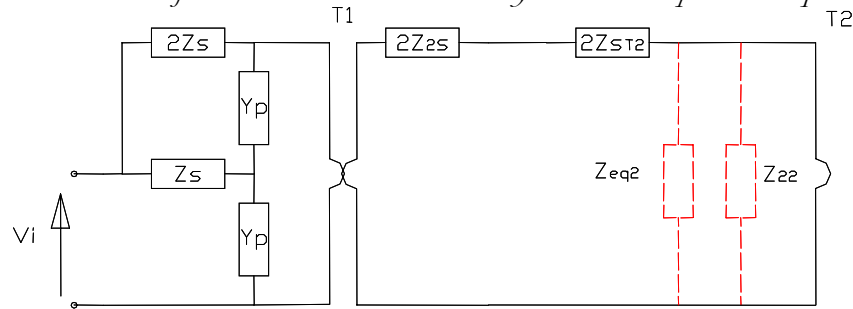


Fig. 63. Circuito de trabajo 3 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

$$Z_{eq1} = \frac{1}{\left(\frac{1}{Z_{2s} + Z_{sT2} + Z_{aux2}} \right) + Y_{pT2}} \quad (73)$$

$$Z_{eq2} = Z_{eq1} + \frac{1}{Y_{pT2}} \quad (74)$$

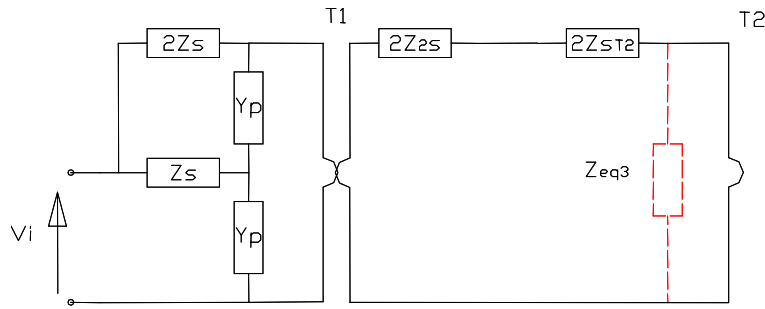


Fig. 64. Circuito de trabajo 4 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

$$Z_{eq3} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{eq2}} + \frac{1}{Z_{22}}} \quad (75)$$

Se llega a la impedancia total equivalente Z_1 en el secundario del transformador 1:

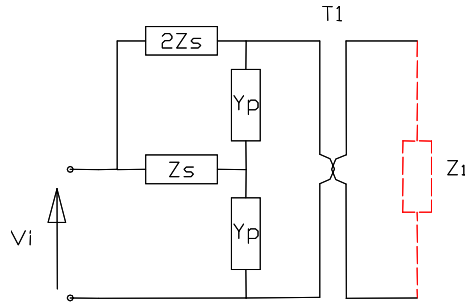


Fig. 65. Circuito de trabajo 5 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

$$Z_1 = Z_{eq3} + 2Z_{2s} + 2Z_{sT2} \quad (76)$$

Transfiriendo esta impedancia Z_1 al primario del transformador 1 queda un circuito equivalente como sigue:

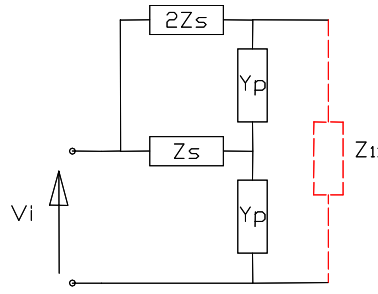


Fig. 66. Circuito de trabajo 6 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

$$Z_{11} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot Z_1 \quad (77)$$

Utilizando el circuito de trabajo 6 de la figura 66 se transforma de triángulo a estrella y se obtienen las impedancias equivalentes Z_a , Z_b y Z_c :

$$Z_a = \frac{Z_{ab} \cdot Z_{ac}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{\frac{2 \cdot Z_s}{Y_p}}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} \quad (78)$$

$$Z_b = \frac{Z_{ab} \cdot Z_{bc}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{\frac{Z_s}{Y_p}}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} \quad (79)$$

$$Z_c = \frac{Z_{ac} \cdot Z_{bc}}{Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ac}} = \frac{\frac{2 \cdot Z_s^2}{Y_p}}{\frac{1}{Y_p} + 3 \cdot Z_s} \quad (80)$$

Se obtiene de este modo el circuito de trabajo 7 que sigue a continuación que sirve además para el cálculo de las tensiones:

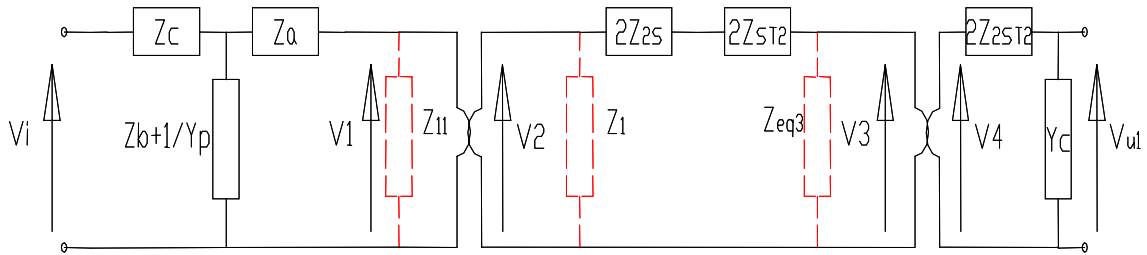


Fig. 67. Circuito de trabajo 7 cortocircuitando el auxiliar y calculando impedancias equivalentes.

La tensión V_0 en (Z_b+1/Y_p) con respecto a la tensión de ingreso es:

$$V_0 = V_i \cdot \frac{Z_b + \frac{1}{Y_p}}{Z_c + Z_b + \frac{1}{Y_p}} \quad (81)$$

La tensión en el devanado primario del transformador 1 es:

$$V_1 = V_0 \cdot \frac{Z_{11}}{Z_a + Z_{11}} \quad (82)$$

Y transferida al secundario del transformador 1 se tiene:

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{n_2}{n_1} = V_0 \cdot \frac{Z_{11}}{Z_a + Z_{11}} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (83)$$

La tensión V_3 en el devanado primario del transformador 2 es:

$$V_3 = V_2 \cdot \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq3} + 2Z_{2s} + 2Z_{sT2}} \quad (84)$$

Y transferida al secundario del transformador 2 se tiene:

$$V_4 = V_3 \cdot \frac{n_2}{n_1} = V_2 \cdot \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq3} + 2Z_{2s} + 2Z_{sT2}} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (85)$$

La tensión a la salida V_{u1} habiendo cortocircuitado el auxiliar es:

$$V_{u1} = V_4 \cdot \frac{\frac{1}{Y_c}}{2Z_{2sT2} + \frac{1}{Y_c}} \quad (86)$$

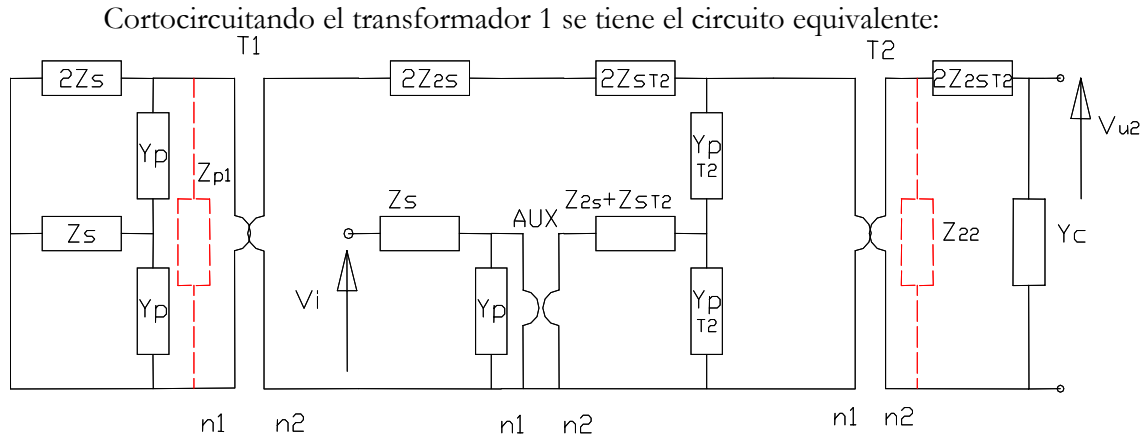


Fig. 68. Circuito de trabajo 8 cortocircuitando el transformador 1 y calculando impedancias equivalentes.

Teniendo en cuenta el circuito estrella triángulo del primario y las ecuaciones (78), (79) y (80) se tiene una impedancia en el primario del transformador 1:

$$Z_{p1} = Z_a + \frac{1}{\frac{1}{Z_c} + \frac{1}{Z_b + \frac{1}{Y_p}}} \quad (87)$$

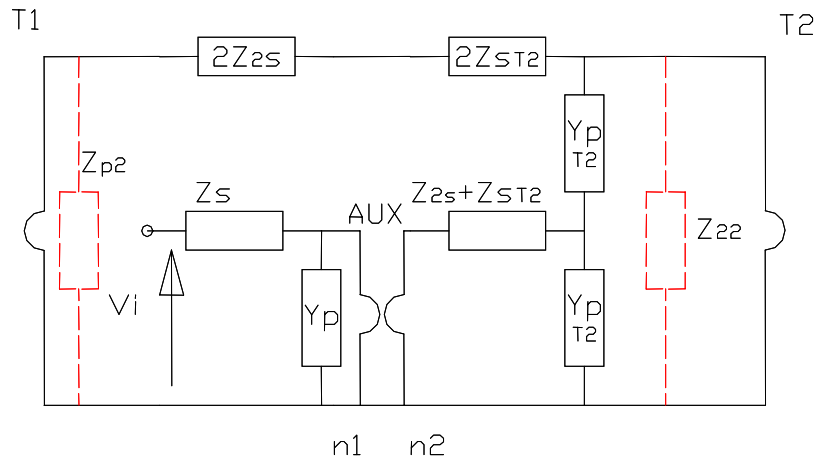


Fig. 69. Circuito de trabajo 9 cortocircuitando el transformador 1 y calculando impedancias equivalentes.

Transferida al secundario la impedancia Z_{p1} se tiene:

$$Z_{p2} = Z_{p1} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad (88)$$

Agrupando impedancias se llega al circuito equivalente de la figura 70:

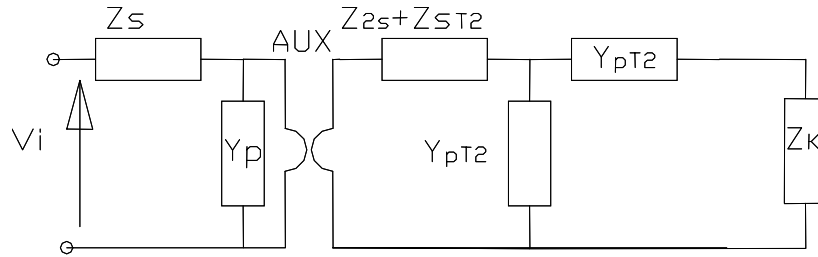


Fig. 70. Circuito de trabajo 10 cortocircuitando el transformador 1 y calculando impedancias equivalentes.

De la figura 69 a la figura 70 se calcula la impedancia Z_k :

$$Z_k = \frac{1}{\frac{1}{Z_{p2} + 2Z_{sT2} + 2Z_{2s}} + \frac{1}{Z_{22}}} \quad (89)$$

Utilizando el circuito de la figura 71 se van calculando las tensiones hasta llegar a la tensión de salida V_{u2} :

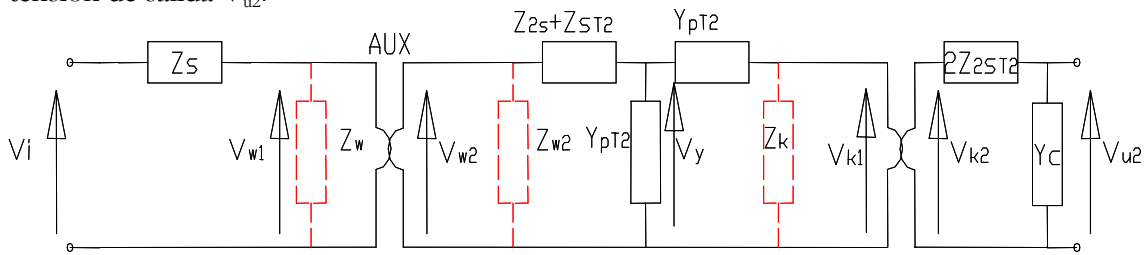


Fig. 71. Circuito de trabajo 11 cortocircuitando el transformador 1 y calculando impedancias equivalentes.

$$Z_w = \frac{1}{\frac{1}{\left(\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot \left(Z_{2s} + Z_{sT2} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Y_{pT2}} + Z_k}} + Y_{pT2} \right) \right)} + Y_p} \quad (90)$$

La tensión en el primario del auxiliar con respecto a la de entrada es:

$$V_{w1} = V_i \cdot \frac{Z_w}{Z_s + Z_w} \quad (91)$$

Transferida al secundario del auxiliar queda:

$$V_{w2} = V_{w1} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (92)$$

$$V_y = V_{w2} \cdot \frac{\frac{1}{Y_{pT2}}}{Z_{2s} + Z_{sT2} + \frac{1}{Y_{pT2}}} \quad (93)$$

La tensión en el primario del transformador 2 habiendo cortocircuitado el transformador 1 es:

$$V_{K1} = V_y \cdot \frac{Z_K}{Z_K + \frac{1}{Y_{pT2}}} \quad (94)$$

Transferida al secundario:

$$V_{K2} = V_{K1} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (95)$$

La tensión a la salida V_{u2} habiendo cortocircuitado el transformador 1 es:

$$V_{u2} = V_{K2} \cdot \frac{\frac{1}{Y_c}}{2Z_{2sT2} + \frac{1}{Y_c}} \quad (96)$$

Por superposición y utilizando las ecuaciones (86) y (96)

:

$$V_U = V_{u1} + V_{u2} \quad (97)$$

Recordando que la ganancia relaciona las tensiones de entrada y salida:

$$\text{Ganancia} = G = \frac{V_U}{V_i} \quad (98)$$

El error relativo para la disposición 1:100 del prototipo es:

$$\text{Error relativo prototipo} = \frac{\frac{V_U}{V_i}}{\frac{1}{100}} - 1 \quad (99)$$

8.3. Simulación del circuito del prototipo

Para simular el circuito y obtener los valores de tensión de salida y error relativo teóricos se implementan las anteriores ecuaciones en MATHCAD. Para la función del prototipo de relación de transformación 10:1 los resultados son los mismos obtenidos en el apartado 7.2, para la función en la que se puede obtener la relación de transformación 100:1 los resultados obtenidos se muestran a continuación.

Vin=1V	PROTOTIPO 1:100	
Frec.(KHz)	Vsalida	Error Relativo
1	0.01+1.134E-9*i	3.997E-7+1.134E-7*i
2	0.01+5.318E-10*i	8.609E-8+5.318E-8*i
5	0.01-5.655E-11*i	2.396E-8-5.655E-9*i
10	0.01-5.262E-10*i	9.891E-8-5.262E-8*i
20	0.01-1.285E-9*i	4.569E-7-1.285E-7*i
50	0.01-3.759E-9*i	2.98E-6-3.759E-7*i
100	0.01-9.284E-9*i	1.189E-5-9.284E-7*i
200	0.01-2.626E-8*i	4.704E-5-2.626E-6*i
500	0.01-1.247E-7*i	2.889E-4-1.247E-5*i
1000	0.01-4.637E-7*i	1.143E-3-4.637E-5*i

Fig. 72. Resultados teóricos en la simulación del prototipo para la relación transformación 1:100

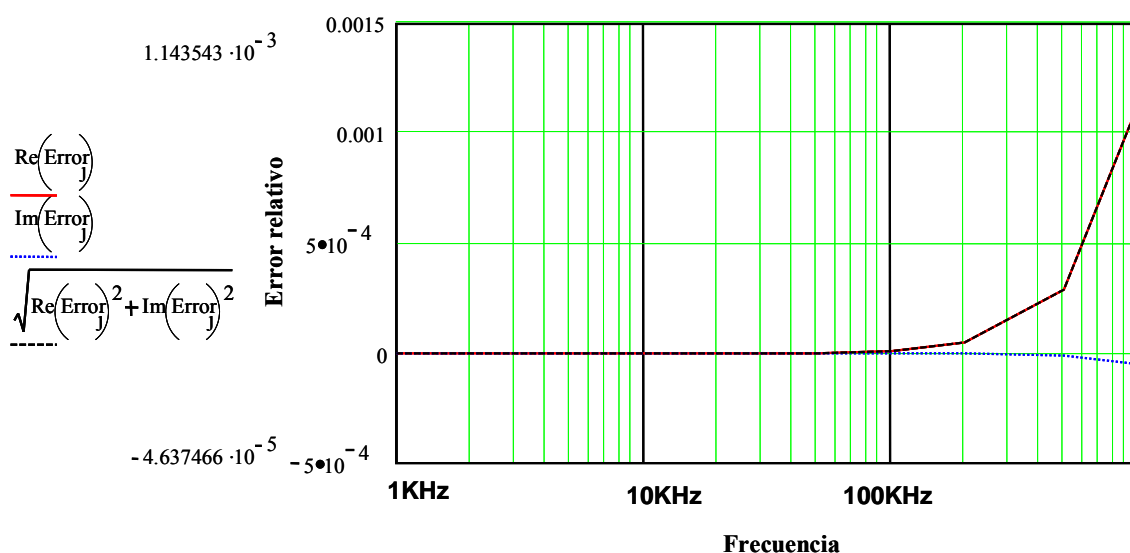


Fig. 73. Representación gráfica del error relativo teórico en el prototipo para la relación de transformación 1:100 en la gama de frecuencia de 1KHz a 1MHz, parte real, imaginaria y valor modular.

8.3.1. Errores relativos teóricos del prototipo

Se simulan informáticamente los modelos matemáticos obtenidos para el prototipo para 1:10 donde solo se utiliza el transformador 1 y para la función de relación de transformación 1:100 donde se utiliza toda la construcción y las curvas que se obtienen son las siguientes de la figura 74. Como se puede ver en la gráfica su comportamiento es excepcional a menores frecuencias aumentando el error según lo hace la frecuencia pero aún así el error está por debajo del introducido por otros métodos a tensiones mucho mayores (véase figura 14). En cualquier caso este es el error introducido por el transformador que puede ser corregido matemáticamente, por lo que el error que realmente se introduce en la utilización del prototipo será la dispersión y la deriva en estabilidad que se produzca. Depende mucho de los métodos, aparatos y tecnología que se usen para la tara y calibración del prototipo para utilizar las curvas de error obtenidas como corrección. El prototipo es sumamente preciso en cuanto que el error que introduce es estable y muy bajo por lo que para calibrarlo en la práctica y obtener sus curvas de error será preciso usar tecnología capaz de realizar mediciones exactas y estables por debajo del orden de magnitud que se quiere determinar.

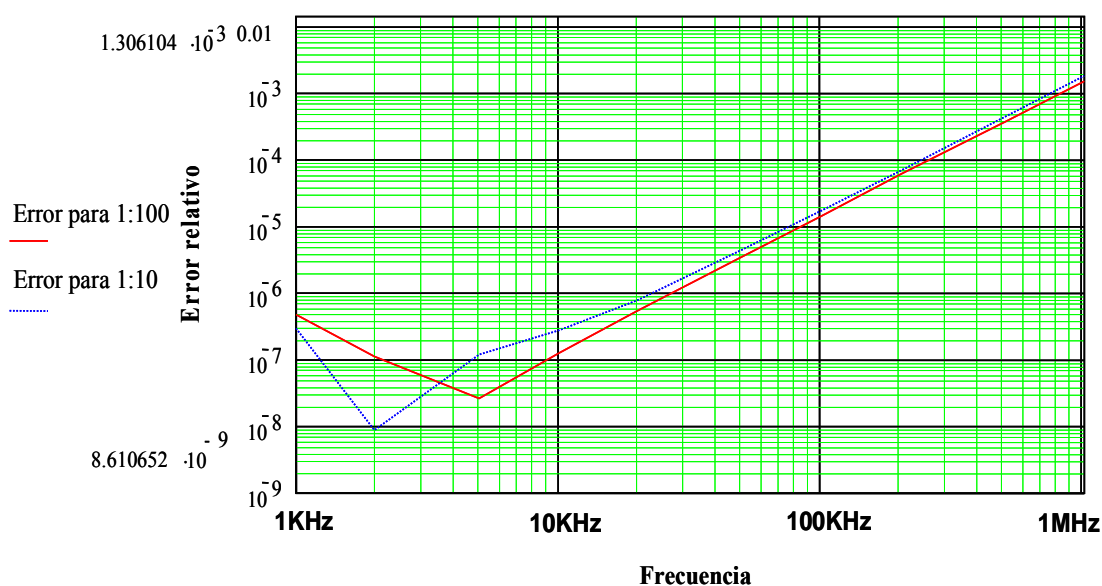


Fig. 74. Errores relativos teóricos de las dos funciones del prototipo 1:10 y 1:100 (en tanto por unidad).

CAPÍTULO 9. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

9.1. Devanados

Se han construido 3 transformadores, dos de ellos de distinto diámetro a doble estado y uno a simple estado que sirve de auxiliar. Los devanados a realizar sobre los núcleos constan de 30 espiras en primario y 3 en el secundario. Los primarios han sido devanados 15 espiras en un sentido y 15 de vuelta y el secundario consta de 3 espiras repartidas 120° entre ellas.

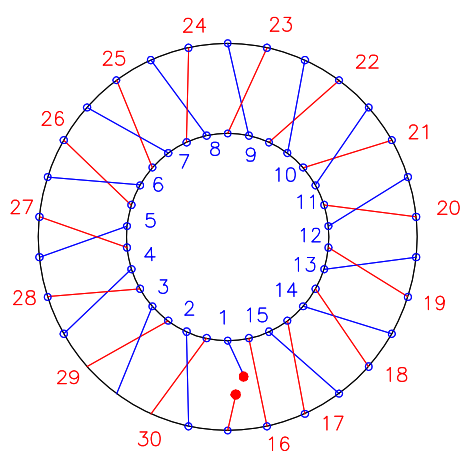
En la construcción del transformador a simple estado se realiza el devanado primario, 15 espiras en un sentido y 15 de vuelta, y el devanado secundario, 3 espiras separadas 120 grados. Hay que prestar atención con los principios y finales de los devanados, para lo cual los marcaremos adecuadamente para hacer coincidir los sentidos posteriormente cuando se realicen las conexiones.

En los transformadores a doble estado se realiza un primer devanado primario sobre un núcleo de igual modo que para el simple estado, posteriormente se fija el segundo núcleo junto al primero el cual ya tiene un devanado primario que lo envuelve, se realiza entonces otro devanado de igual modo compuesto de 30 espiras, esta vez sobre ambos núcleos. El devanado secundario se realiza análogamente, 3 espiras envolviendo ambos núcleos.

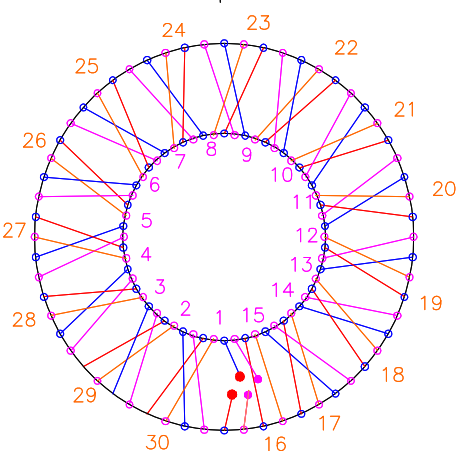
A continuación se muestra el plano para los devanados, las espiras de cada devanado tienen un color, de esta forma posteriormente se adhesiona sobre el núcleo (teniendo en cuenta la escala ya que tenemos núcleos de diferentes dimensiones), de esta forma basta realizar los devanados siguiendo cada color sobre el núcleo. La construcción de los mismos puede verse en las fotografías adjuntas.

Una vez realizados los devanados se encintan para evitar daños en la manipulación y proporcionar un mínimo aislamiento.

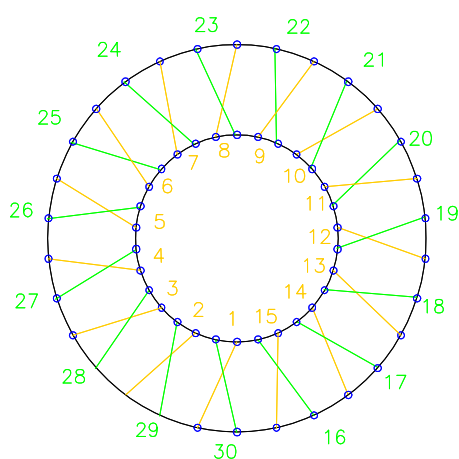
Estado 1 lado superior



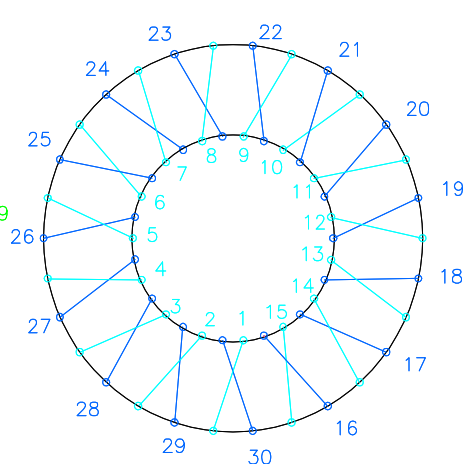
Estado 2 lado superior



Estado 1 lado inferior



Estado 2 lado inferior



Nuclei VAC XCF118 40x25x15

Devanado Estado 1. Conductor esmaltado $d=0,8$ mm, 30 espiras (15 de ida y 15 de vuelta)

Devanado Estado 2. Conductor esmaltado $d=0,8$ mm, 30 espiras (15 de ida y 15 de vuelta)

Nuclei VAC XCF118 30x20x15

Devanado Estado 1. Conductor esmaltado $d=0,56$ mm, 30 espiras (15 de ida y 15 de vuelta)

Devanado Estado 2. Conductor esmaltado $d=0,56$ mm, 30 espiras (15 de ida y 15 de vuelta)

Fig. 75. Plano de los devanados primarios de los transformadores a doble estado.

9.1.1. Fotografías de los núcleos devanados



Fig. 76. Núcleos VAC 40 x 25 x 15 y VAC 30 x 20 x 15 devanados a doble estado.

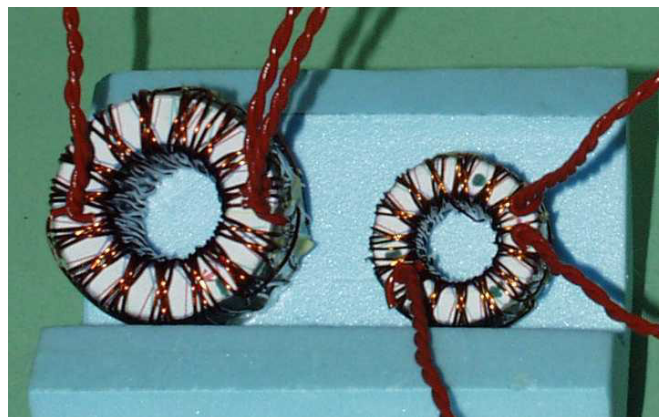


Fig. 77. Núcleos VAC 40 x 25 x 15 y VAC 30 x 20 x 15 devanados a doble estado.



Fig. 78. Núcleos VAC 40 x 25 x 15 y VAC 30 x 20 x 15 devanados y encintados a doble estado.

9.2. Montaje

Se construyen entonces los soportes, que son como se puede comprobar en la fotografía, plataformas fabricadas con un cilindro plástico que atraviesa el toroide por su parte central y lo sujeta por la parte inferior con un disco fijado al cilindro del mismo material que se fija al otro extremo por medio de unos tornillos a la tapadera.

Los transformadores se instalan en una caja de aluminio de dimensiones internas 106mm x 127mm x 125mm (profundidad). Se dispone una tapadera a la cual van fijados los transformadores con los soportes plásticos de modo que quedan colgando y aislados. Sobre la misma tapadera se fijan los conectores BNC necesarios y una placa de aluminio de 2mm de espesor que separa el transformador T2 del T1 y auxiliar que sirve de apantallamiento. La tapadera y soportes plásticos se fijan con tornillos de dimensiones $\Phi=3.5\text{mm}$ y longitud= 13mm. El prototipo se ha llamado “IEN mod. T 05/2002”.

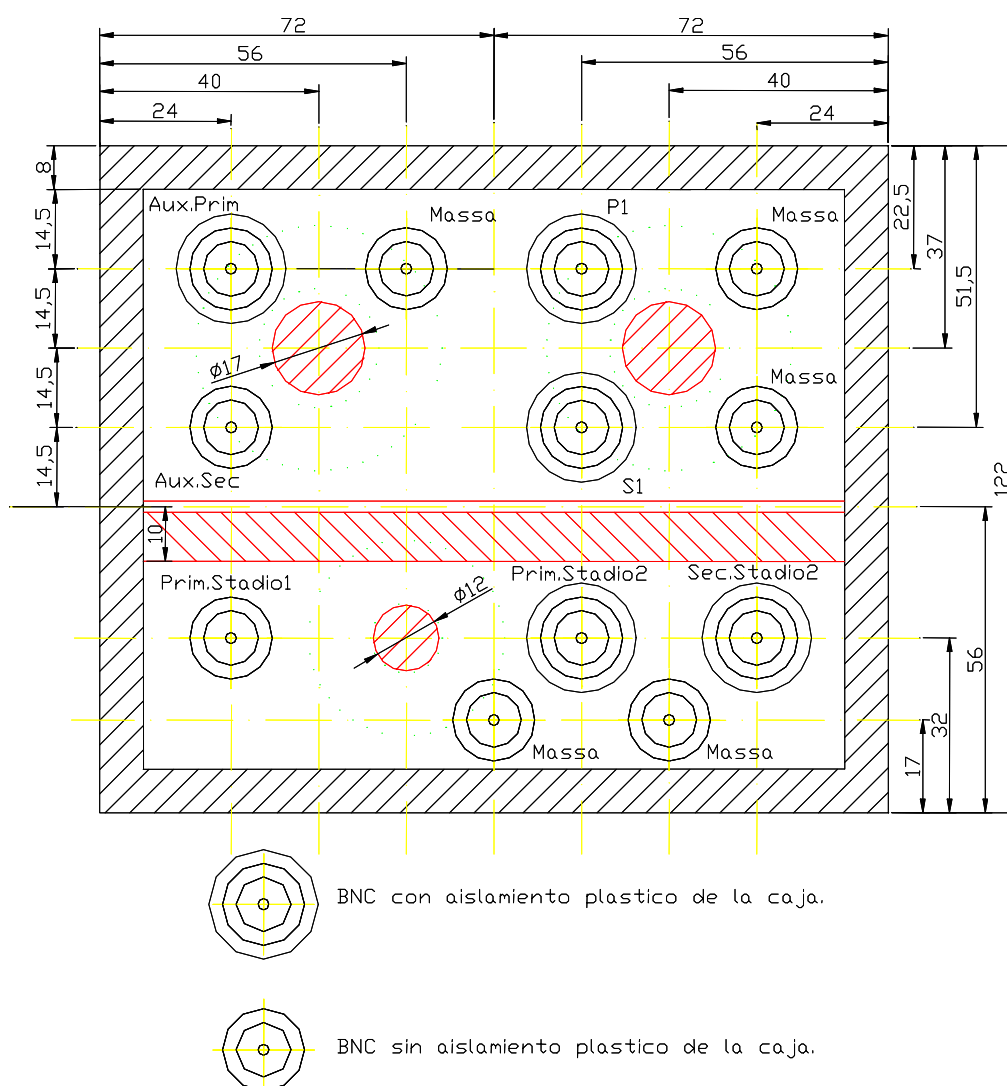


Fig. 79. Plano de la tapadera de aluminio de la caja donde van montados los transformadores. El sombreado rojo indica las zonas donde van fijados los soportes plásticos y el separador.

9.2.1. Fotografías del montaje



Fig. 80. Montaje de los transformadores sobre la tapadera.



Fig. 81. Detalle del montaje exterior de los BNC sobre la tapadera.

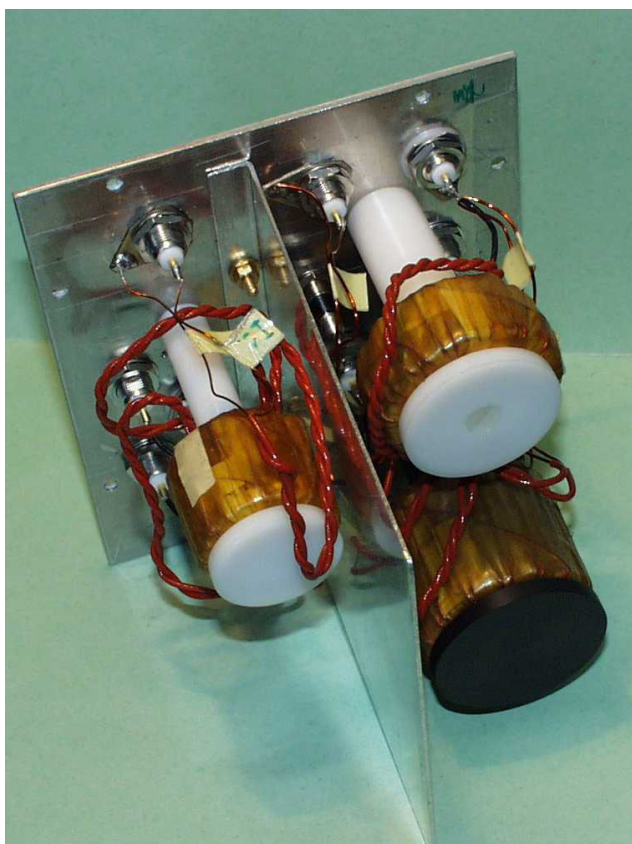


Fig. 82. Montaje de los transformadores sobre la tapadera.

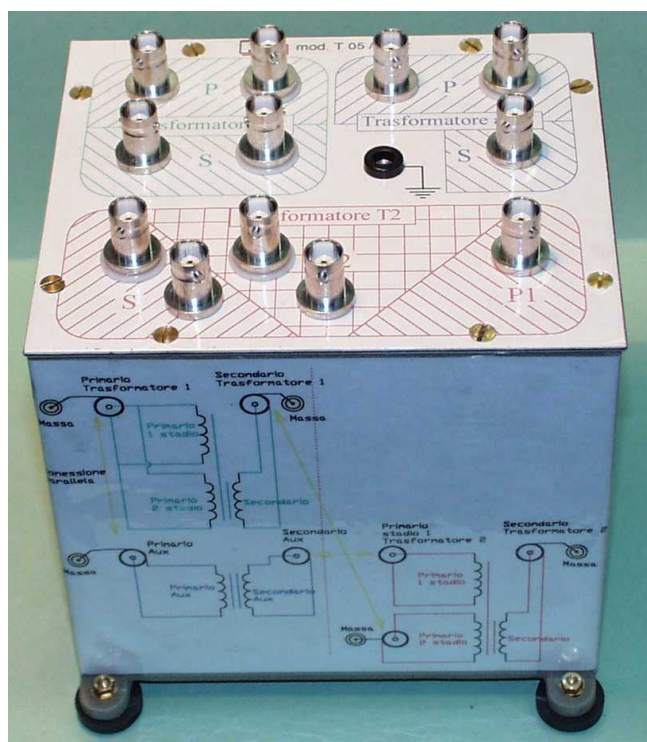


Fig. 83. Vista exterior del prototipo IEN mod. T 05/2002.

CAPÍTULO 10. PRUEBAS EN EL PROTOTIPO

10.1. Pruebas de funcionalidad con osciloscopio y fuente de tensión

Una vez montados los transformadores y realizadas las conexiones pertinentes, se ha procedido a realizar una primera comprobación no de precisión sino de funcionalidad de la construcción. Estas pruebas preliminares están enfocadas a la comprobación de cortocircuitos y concordancia de fase.

Para esto se dispone de un generador *“Function Generator HAMEG HM 8001-2”*, un osciloscopio *“Tektronix TDS 3032”* y el transformador bajo prueba. En la figura 84 puede verse la disposición de equipos.

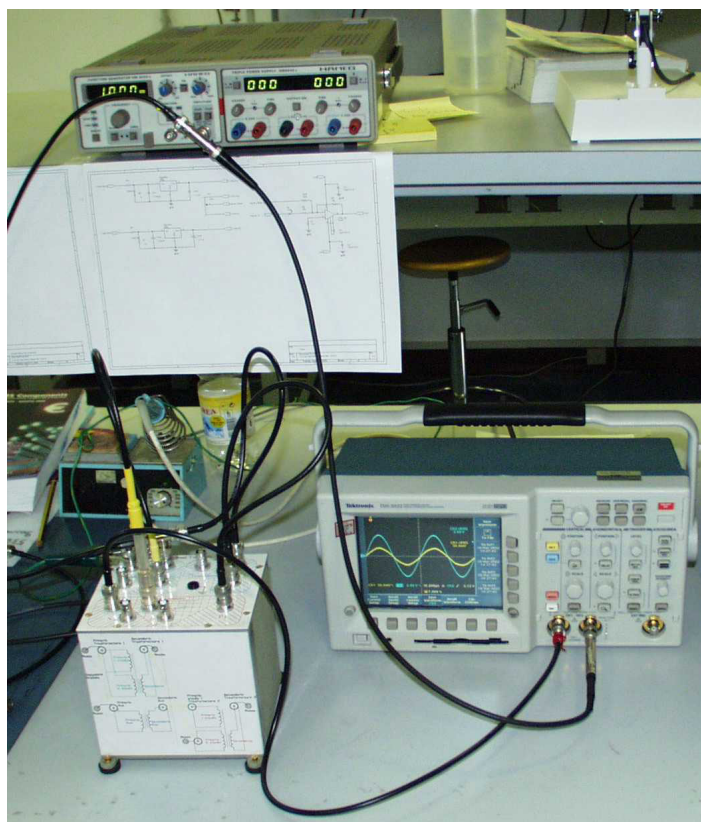


Fig. 84. Prueba de funcionalidad del transformador. Equipo en la parte superior *“Function Generator HAMEG HM 8001-2”*. Inferior osciloscopio *“Tektronix TDS 3032”* y el transformador bajo prueba.

Como tensión de entrada aplicamos 3V a 1KHz y comprobamos para cada transformador de forma individual su funcionamiento, tanto para el T1 y T2 a doble estado como para el Auxiliar a simple estado. Para estos se comprueba la relación de tensiones de 3V-300mV, relación de transformación 1:10, comprobando además la concordancia de fase de las funciones de onda de entrada y salida, se comprueba también que la frecuencia de la forma de onda de salida se mantiene estable y continúa siendo 1KHz (Fig. 85).

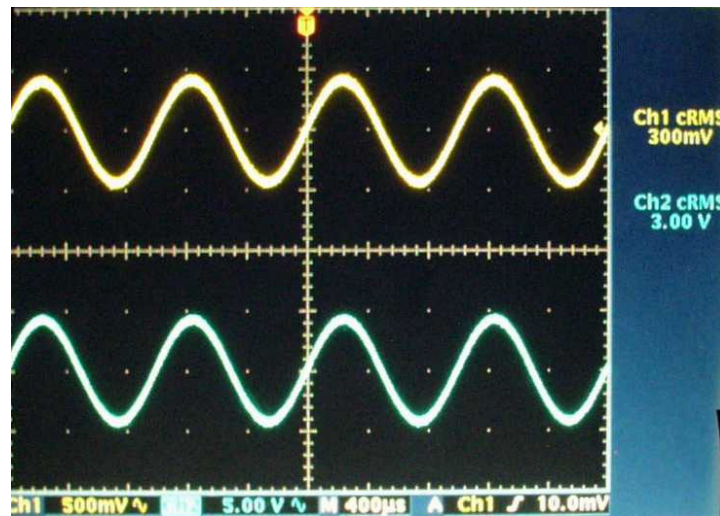


Fig. 85. Formas de onda de entrada y salida del transformador 1.

Entrada: canal 2 (azul) 3.00V

Salida: canal 1 (amarillo) 300mV

Relación de transformación 1:10

Frecuencia = 1KHz, $T = 1ms$

Para la construcción total, siguiendo el conexionado pertinente explicada con anterioridad, T1 + T2 +Auxiliar, se comprueba la relación de tensión 3V-30mV, relación de transformación 1:100, como podemos observar en la gráfica las ondas se mantienen en fase y la relación de transformación se cumple correctamente (Fig. 86).

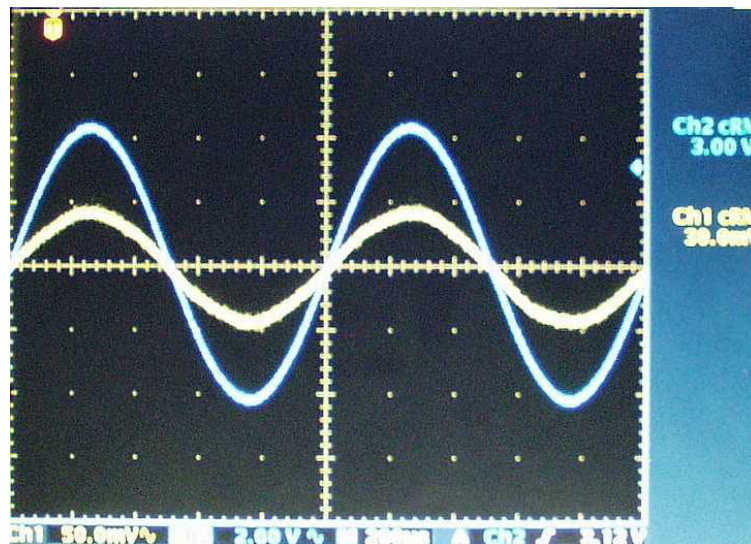


Fig. 86. Formas de onda de entrada y salida del montaje total.

Entrada: canal 2 (azul) 3.00V

Salida: canal 1 (amarillo) 30.0mV

Relación de transformación 1:100

Frecuencia= 1KHz, $T = 1ms$

Hay que destacar que el osciloscopio no es capaz de detectar error introducido por el prototipo en ninguna de sus dos modalidades de funcionamiento.

Después de estas pruebas y viendo los resultados obtenidos podemos decir de cada transformador está libre de cortocircuitos en sus espiras por fallo de conductor o agresión en su manipulación al realizar el devanado, y que la designación de principios y finales de los devanados es correcta.

10.2. Prueba de relación de tensión por comparación con un divisor inductivo patrón

10.2.1. Sistema de medida por comparación con divisor inductivo patrón a través de voltímetro vectorial

En la actualidad uno de los proyectos³ en funcionamiento del IEN es un sistema de medida de relaciones de transformación patrón a través de un voltímetro vectorial, construido en el laboratorio, que sirve para comparar divisores de tensión inductivos y transformadores.

La calibración de divisores inductivos de tensión (IVDs) está basada en la comparación vectorial entre dos tensiones, una dada por un divisor standard o patrón nacional (o un divisor auxiliar en calibraciones absolutas) y otra por el divisor bajo test (DUT- Divisor under test).

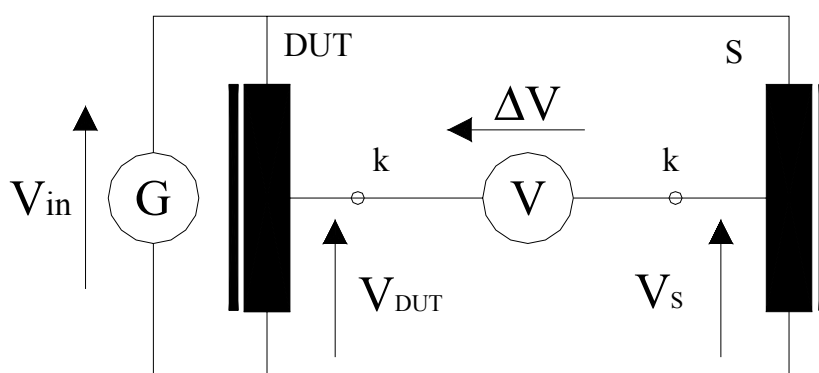


Fig. 87. Calibración de un divisor bajo test DUT.

³ “Guarded vector voltmeter for ac ratio standards calibration”

“Inductive voltage dividers comparison with a vector voltmeter” CPEM 2000.

La calibración de la razón nominal K del divisor bajo test DUT frente al divisor standard S , cuando la tensión de entrada de ambos divisores es V_{in} y las salidas son $V_{OUT}(k)$ y $V_S(k)$, consiste en la medida del vector diferencia $\Delta V(k) = V_{OUT}(k) - V_S(k)$.

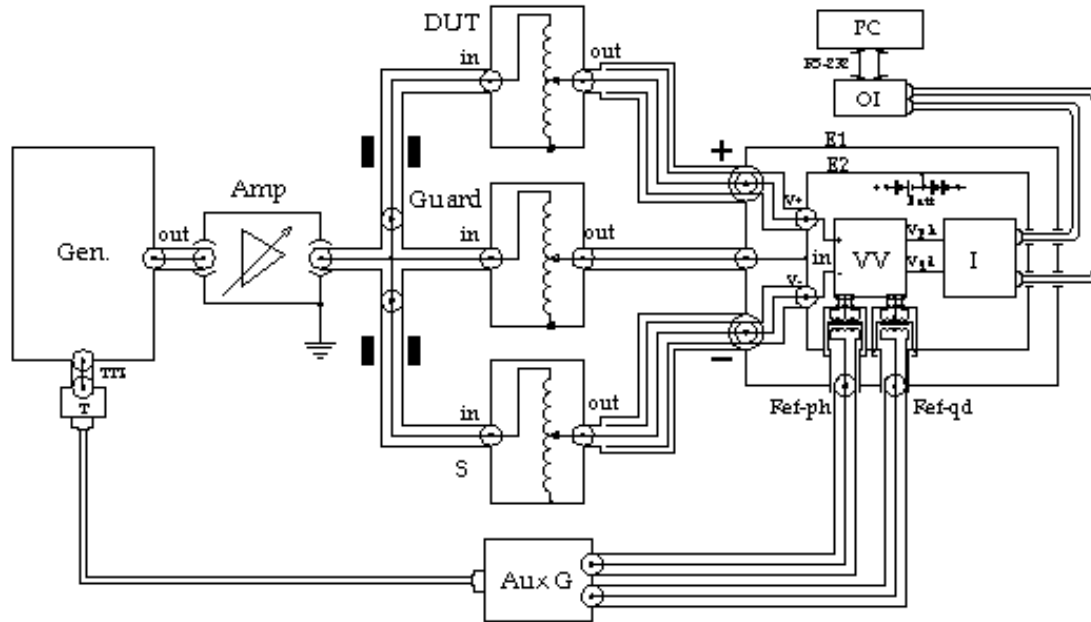


Fig. 88. Esquema coaxial del sistema de medida a través de voltímetro vectorial por comparación con un divisor inductivo.

Atendiendo al esquema de conexión del sistema de medida y haciendo una primera descripción se puede entender mejor su funcionamiento. El generador G alimenta las entradas del DUT , el divisor estándar S y el divisor de guarda GD con la tensión V_{in} . Los componentes del voltímetro están contenidos en una doble carcasa, la exterior $E1$ conectada al conductor exterior del circuito coaxial y puesta a tierra, y la interior $E2$ a guarda. V_{GD} se aplica entre $E1$ y $E2$, la guarda se conecta muy cerca de las salidas DUT y S usando conexiones triaxiales, de tal modo que la carga capacitiva (debida principalmente a cableado) es nula por lo que DUT_{OUT} y S_{OUT} están prácticamente en vacío.

En los terminales de entrada del voltímetro vectorial VV $in+$ e $in-$ se aplican las tensiones $V_{out}-V_{GD}$ y V_S-V_{GD} respectivamente, a la salida se obtiene V_{ph} y V_{qd} , fase y cuadratura. Toda la información se transmite a través de conexiones serie digital de fibra óptica ("serial digital optical fibre link"), a un PC donde se gestiona con un software de adquisición de datos. $G_{auxiliar}$ proporciona a través de unos transformadores las señales de referencia de fase y cuadratura $Ref-ph$ y $Ref-qd$. El sistema ha sido diseñado para el funcionamiento a una frecuencia de 1 KHz y la precisión que ofrece es de $\Delta V_{error} < 10nV$.

10.2.2. Implementación del prototipo en el sistema de medida

El transformador construido ha sido probado con este sistema de medida para determinar el orden del error generado. El T05/2002 se conecta donde DUT, bajo test, mientras que el resto del sistema permanece igual. Los datos son obtenidos a través de un PC, el cual nos da los valores medidos por el voltímetro vectorial, realizando los cálculos necesarios se obtendrá el error de relación de transformación.

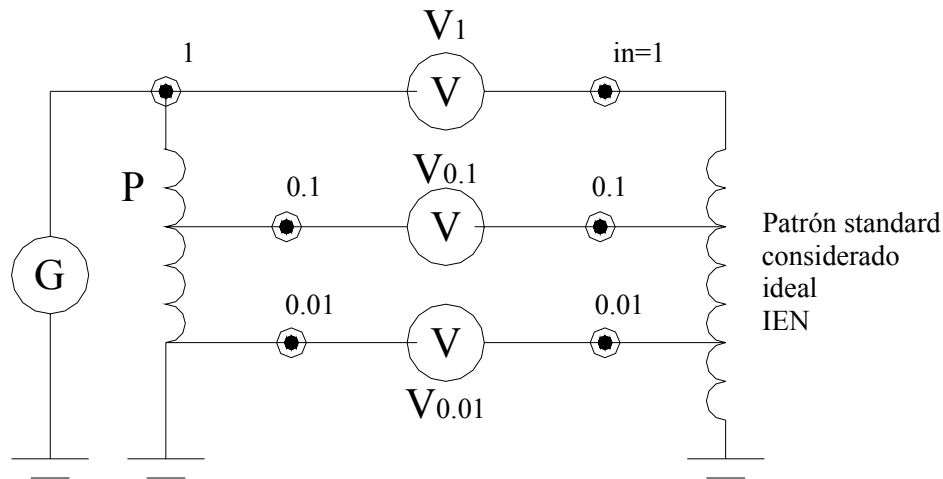


Fig. 89. Esquema de trabajo para el cálculo del error.

La relación de transformación se obtiene dividiendo la tensión de salida y entrada del transformador, donde la relación del transformador bajo test es la ecuación 100 y la relación del standard considerado ideal es la ecuación 101.

$$R_{0.1}^P = \frac{V_{0.1}^P}{V_1^P} \quad (100)$$

$$R_{0.1}^{IEN} = \frac{V_{0.1}^{IEN}}{V_1^{IEN}} = 0.1 \quad (101)$$

Los vectores diferencia de tensión son:

$$V_{0.1}^P = V_{0.1}^{IEN} - V_{0.1} \quad (102)$$

$$V_1^P = V_1^{IEN} - V_1 \quad (103)$$

La relación de transformación 1/10 del transformador en prueba se calcula:

$$R_{0.1}^P = \frac{V_{0.1}^{IEN} - V_{0.1}}{V_1^{IEN} - V_1} = \frac{V_1^{IEN} \cdot R_{0.1}^{IEN} - V_{0.1}}{V_1^{IEN} - V_1} = \frac{R_{0.1}^{IEN} - \frac{V_{0.1}}{V_1^{IEN}}}{1 - \frac{V_1}{V_1^{IEN}}} \approx \frac{R_{0.1}^{IEN} - \frac{V_{0.1}}{V_{in}}}{1 - \frac{V_1}{V_{in}}} \quad (104)$$

De forma análoga para la razón 1/100 se obtiene:

$$R_{0.01}^P \approx \frac{R_{0.01}^{IEN} - \frac{V_{0.01}}{V_{in}}}{1 - \frac{V_1}{V_{in}}} \quad (105)$$

10.2.2.1. Resultados obtenidos

La tensión de entrada aplicada es de 3V a la frecuencia de 1 KHz.

$V_{in}=3.0000 \text{ V}$ $f=1000 \text{ Hz}$

Primera medición:

$$\begin{aligned} V_1 &= 3.459 \cdot 10^{-6} + j \cdot 6.180 \cdot 10^{-6} \\ V_{0.1} &= -7.592 \cdot 10^{-6} + j \cdot 7.565 \cdot 10^{-6} \\ R_{0.1}^P &= 0.1 + (2.646 \cdot 10^{-6} - j \cdot 2.316 \cdot 10^{-6}) \end{aligned}$$

Segunda medición:

$$\begin{aligned} V_1 &= 2.255 \cdot 10^{-6} + j \cdot 5.178 \cdot 10^{-6} \\ V_{0.1} &= -5.847 \cdot 10^{-6} + j \cdot 6.545 \cdot 10^{-6} \\ R_{0.1}^P &= 0.1 + (2.024 \cdot 10^{-6} - j \cdot 2.010 \cdot 10^{-6}) \end{aligned}$$

Tercera medición:

$$\begin{aligned} V_1 &= 1.250 \cdot 10^{-6} + j \cdot 4.881 \cdot 10^{-6} \\ V_{0.1} &= -6.029 \cdot 10^{-6} + j \cdot 5.822 \cdot 10^{-6} \\ R_{0.1}^P &= 0.1 + (2.051 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.778 \cdot 10^{-6}) \end{aligned}$$

Cuarta medición:

$$\begin{aligned} V_1 &= 8.929 \cdot 10^{-6} + j \cdot 3.255 \cdot 10^{-6} \\ V_{0.1} &= -4.700 \cdot 10^{-6} + j \cdot 4.110 \cdot 10^{-6} \\ R_{0.1}^P &= 0.1 + (1.590 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.261 \cdot 10^{-6}) \end{aligned}$$

Se repite la medida con una carga de 100pF en el secundario y se obtiene:

$$\begin{aligned} V_1^{100pF} &= 1.634 \cdot 10^{-6} + j \cdot 3.853 \cdot 10^{-6} \\ V_{0.1}^{100pF} &= -4.742 \cdot 10^{-6} + j \cdot 3.938 \cdot 10^{-6} \\ R_{0.1}^{100pF} &= 0.1 + (1.635 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.184 \cdot 10^{-6}) \end{aligned}$$

De forma análoga se obtienen los resultados para la relación 0.01.

Muestra 1:

$$R_{0.01}^P = (0.01) + (-3.81 \cdot 10^{-8} - j \cdot 4.42 \cdot 10^{-8})$$

Muestra 2:

$$R_{0.01}^P = (0.01) + (-7.51 \cdot 10^{-8} - j \cdot 7.93 \cdot 10^{-8})$$

Vin=3V F=1KHz	Error en la relación transformación 1:10 R=0.1	Valor módulo R=0.1	Error en la relación transformación 1:100 R=0.01	Valor módulo R=0.01
Muestra1	$2.646 \cdot 10^{-6} - j \cdot 2.316 \cdot 10^{-6}$	$3.516 \cdot 10^{-6}$	$-3.81 \cdot 10^{-8} - j \cdot 4.42 \cdot 10^{-8}$	$5.83 \cdot 10^{-8}$
Muestra2	$2.024 \cdot 10^{-6} - j \cdot 2.010 \cdot 10^{-6}$	$2.852 \cdot 10^{-6}$	$-7.51 \cdot 10^{-8} - j \cdot 7.93 \cdot 10^{-8}$	$10.94 \cdot 10^{-8}$
Muestra3	$2.051 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.778 \cdot 10^{-6}$	$2.721 \cdot 10^{-6}$		
Muestra4	$1.590 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.261 \cdot 10^{-6}$	$2.029 \cdot 10^{-6}$		
Valor medio	$2.077 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.841 \cdot 10^{-6}$	$2.776 \cdot 10^{-6}$	$-5.66 \cdot 10^{-8} - j \cdot 6.17 \cdot 10^{-8}$	$8.37 \cdot 10^{-8}$
Muestra 100pF	$1.635 \cdot 10^{-6} - j \cdot 1.184 \cdot 10^{-6}$	$2.018 \cdot 10^{-6}$		

Tabla 18. Errores relativos resultantes por comparación con divisor inductivo patrón a través de voltímetro vectorial.

En la tabla 16. se pueden ver los errores relativos de las dos relaciones de transformación, 1:10 y 1:100, obtenidos con este método. Observamos que el error se encuentra en los márgenes calculados y deseados incluso aplicando una carga capacitiva de 100pF en el secundario. Éste es el método más preciso de los dispuestos para medir la relación de transformación pero sólo es funcional para una frecuencia puntual de 1KHz.

10.2.2.2. Fotografías de la prueba por comparación con divisor inductivo patrón

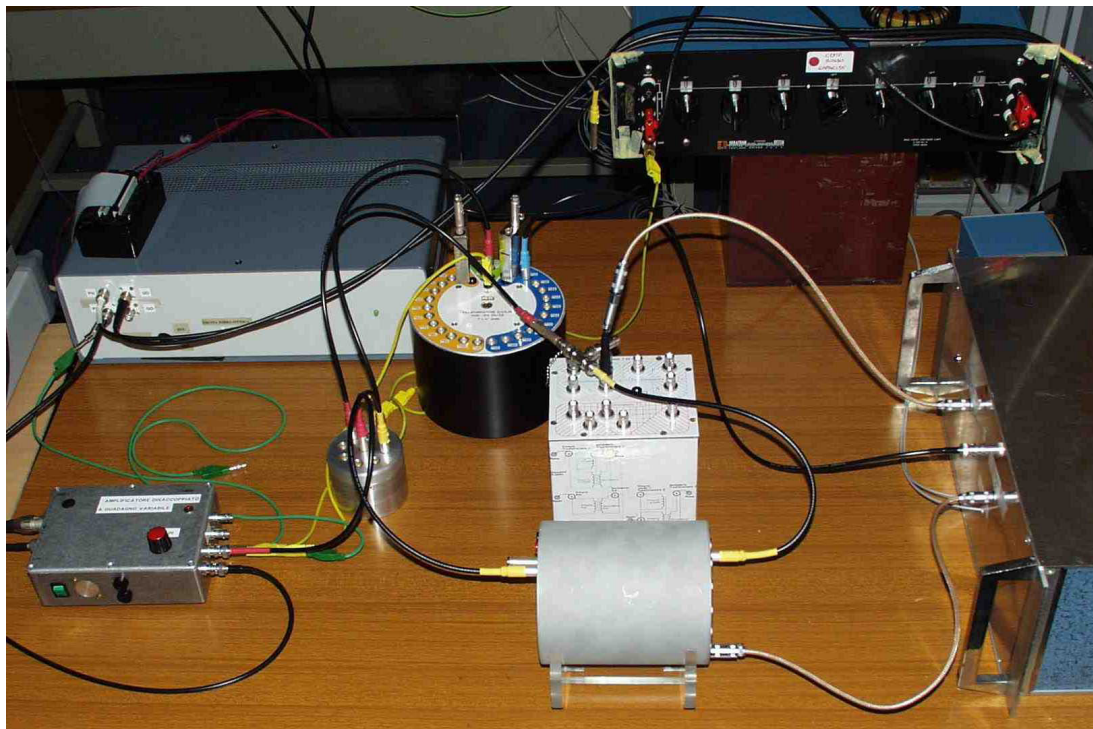


Fig. 90. Transformador bajo prueba en el sistema de medida por comparación con divisor inductivo patrón.



Fig. 91. Transformador bajo prueba en el sistema de medida por comparación con divisor inductivo patrón.

10.3. Medida de la relación de transformación con multímetros en toda la frecuencia

Han sido realizadas pruebas con el transformador a distintos niveles de tensión, para ambas relaciones de transformación 0.1 y 0.01, para la determinación de la curva de error producido por el transformador y la comprobación de la estabilidad para distintas tensiones.

Para la determinación de la relación de transformación se han utilizado dos multímetros del mismo tipo “*FLUKE 5790*”, tomando lecturas al ingreso, alimentado por un calibrador “*DATRON 4200*”, y las lecturas a la salida del transformador para ambas funciones. Los niveles de tensión aplicados van de 1V a 100 mV en el rango de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

Los datos arrojados por los multímetros deben ser corregidos con las tablas de errores de los mismos (errores obtenidos por transferencia de continua/alterna con convertidores térmicos y por comparación con patrones IEN), a partir de las lecturas corregidas se calcula la relación de transformación y el error relativo de transformación. Las lecturas originales sin corrección, errores relativos de los multímetros, formulas utilizadas y cálculos pueden verse con detalle en el Anexo 1.

El cálculo de la relación de transformación y el error relativo se realiza a través de las ecuaciones:

$$R = \frac{V_{secundario}}{V_{primario}} \quad (106)$$

$$Error_Rel_Transf = 1 - \frac{Razón_Transf_Ideal}{R} = 1 - \frac{Razón_Transf_Ideal}{V_{secundario}/V_{primario}} \quad (107)$$

$$Error_Rel_(0.1) = 1 - \frac{0.1}{R} = 1 - \frac{0.1}{V_{secundario}/V_{primario}} \quad (108)$$

$$Error_Rel_(0.01) = 1 - \frac{0.01}{R} = 1 - \frac{0.01}{V_{secundario}/V_{primario}} \quad (109)$$

En la siguiente tabla podemos ver los resultados obtenidos de relación de transformación y error relativo de la misma para la razón 1:10 aplicada a los niveles de tensión 1V, 300mV y 100mV en el campo de frecuencia de 1KHz a 1MHz.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN 0.1						
	1V-100mV		300mV-30mV		100mV-10mV	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.09999964	-3.600E-05	0.09999998	-1.669E-06	0.09999999	-8.299E-07
10	0.10000005	4.698E-06	0.1000038	3.832E-05	0.1000048	4.818E-05
20	0.1000015	1.500E-05	0.1000048	4.832E-05	0.1000057	5.719E-05
50	0.1000026	2.640E-05	0.1000066	6.565E-05	0.1000086	8.622E-05
100	0.1000035	3.500E-05	0.1000075	7.533E-05	0.1000083	8.321E-05
300	0.1000021	2.131E-05	0.1000068	6.772E-05	0.1000076	7.630E-05
500	0.0999998	-2.203E-06	0.1000049	4.949E-05	0.1000050	5.043E-05
1000	0.0999630	-3.700E-04	0.1000241	2.407E-04	0.0999662	-3.377E-04

Tabla 19. Relación de transformación obtenida experimentalmente en la disposición de razón 1:10 para los niveles de tensión de 1V, 300mV y 100mV y error relativo calculado.

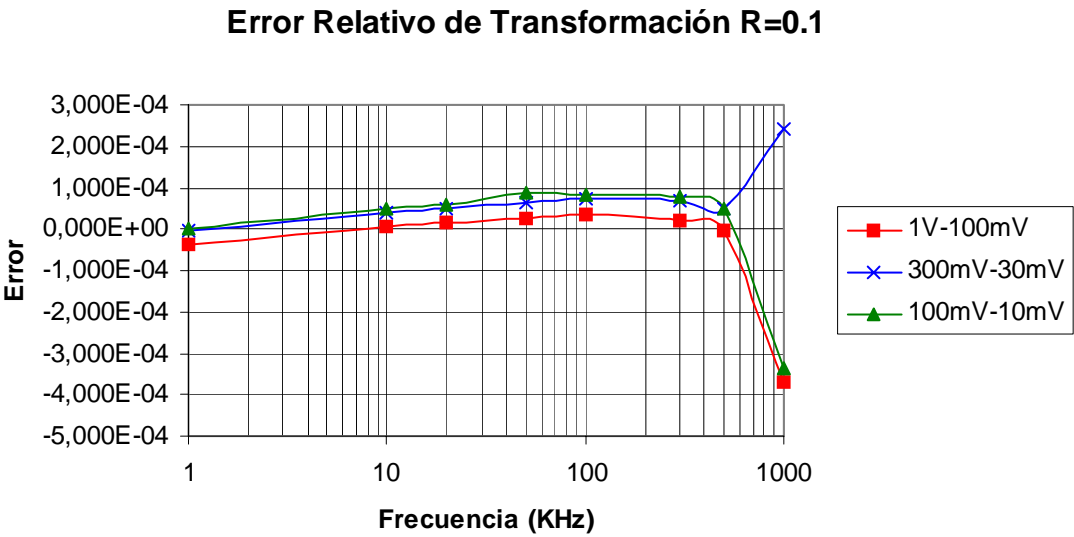


Fig. 92. Error relativo de transformación para la razón 1:10 aplicada a los niveles de tensión 1V, 300mV y 100mV.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN 0.01						
	1V-10mV		300mV-3mV		100mV-1mV	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.00999991	-9.501E-05	0.00999979	-2.111E-04	0.00999913	-8.699E-04
10	0.00999995	-4.590E-05	0.00999978	-2.174E-04	0.00999913	-8.698E-04
20	0.00999995	-5.480E-05	0.00999983	-1.697E-04	0.00999911	-8.869E-04
50	0.00999996	-3.521E-05	0.00999981	-1.947E-04	0.00999915	-8.500E-04
100	0.00999998	-1.750E-05	0.00999988	-1.174E-04	0.00999921	-7.939E-04
300	0.0100004	4.350E-05	0.0100000	-9.395E-07	0.00999915	-8.544E-04
500	0.0100019	1.870E-04	0.0100036	3.606E-04	0.00999927	-7.269E-04
1000	0.0100043	4.292E-04	0.0100208	2.071E-03	0.0100008	7.920E-05

Tabla 20. . Relación de transformación obtenida experimentalmente en la disposición de razón 1:100 para los niveles de tensión de 1V, 300mV y 100mV y error relativo calculado.

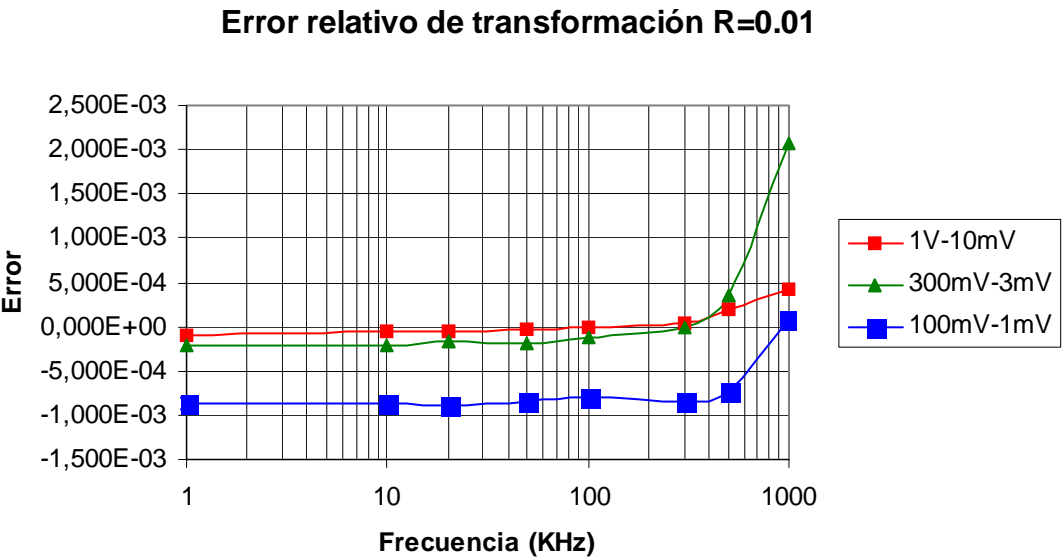


Fig. 93. Error relativo de transformación para la razón 1:100 aplicada a los niveles de tensión 1V, 300mV y 100mV.

10.3.1. Medida de la relación de transformación bajo carga

Se han realizado pruebas de relación de transformación aplicando cargas en el secundario, de esta forma podremos ver como afecta la carga a la relación de transformación y la variación del error relativo de transformación.

El nivel de tensión en ingreso, tanto para la disposición de razón 1:10 como la de 1:100, es de 1V aplicando cargas resistivas de $10\text{K}\Omega$, $100\text{K}\Omega$, $1\text{M}\Omega$ y cargas capacitivas de 47pF, 22pF y 10pF.

Como en las pruebas del apartado anterior se han utilizado dos multímetros del mismo tipo “FLUKE 5790”, se ha aplicado la correspondiente corrección sobre sus lecturas y se ha calculado la relación de transformación y el error relativo de la misma en el campo de frecuencias de 1KHz a 1MHz. Los correspondientes cálculos pueden estudiarse en el Anexo 1.

Como se puede ver en las tablas de resultados 19 y 20 y en las gráficas de error relativo de relación de transformación 94 y 95 éste se mantiene estable al aplicar cargas, la relación de transformación no sufre perturbaciones importantes por la aplicación de cargas. Observamos que el error se mantiene en los márgenes de incerteza de los multímetros, estable para cargas tanto resistivas como capacitivas. El punto crítico, como hemos observado hasta ahora, sigue siendo la frecuencia de 1MHz donde comprobamos una divergencia entre las distintas curvas. Esta divergencia se debe principalmente a la incerteza de los multímetros a esta frecuencia donde sus lecturas son menos estables, a los cables coaxiales que a esta frecuencia provocan capacidades importantes y al error que introduce el mismo transformador en este punto.

Error de transformación con carga R=0.1

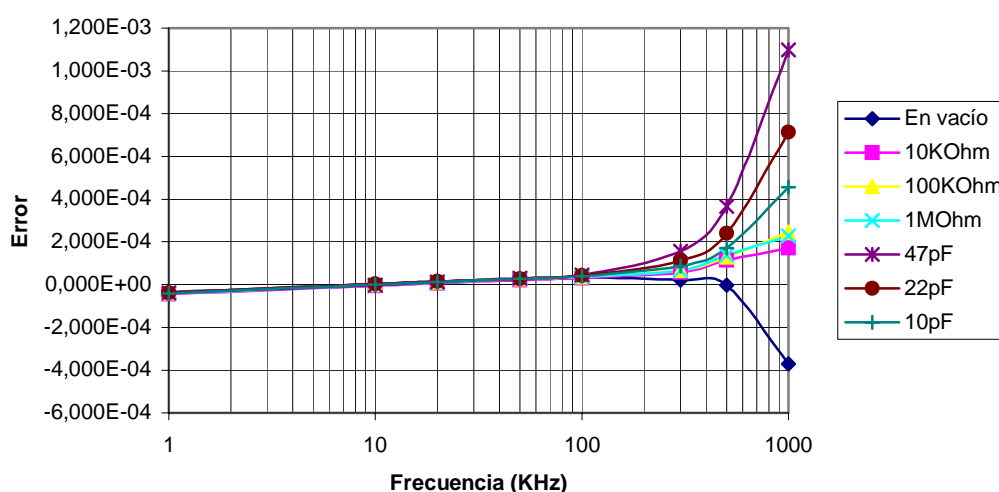


Fig. 94. Error relativo de transformación en la disposición 1:10 bajo carga resistiva y capacitiva.

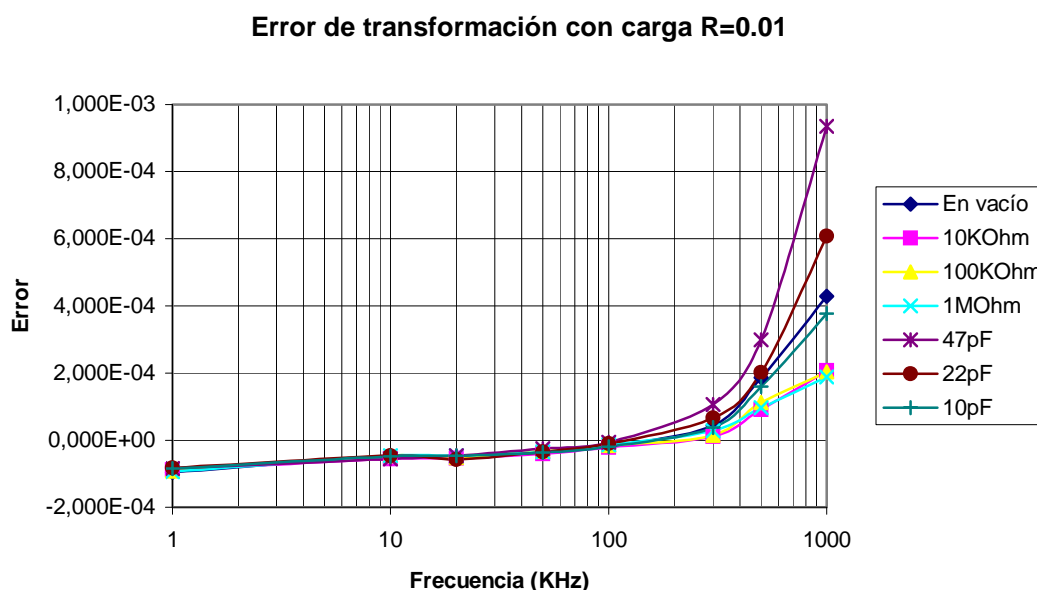


Fig. 95. Error relativo de transformación en la disposición 1:100 bajo carga resistiva y capacitiva.

En la razón 1:10, para la frecuencia de 1MHz, tenemos la mayor incerteza entre cargas de 800 partes por millón llegando a 1000 partes por millón si comparamos la curva de vacío con la de 47pF que es la carga más desfavorable. A primera vista puede parecer un dato algo negativo, pero si nos referimos a los datos de incerteza más desfavorables de estos multímetros podemos leer una incerteza, al nivel de 1V, que va de 30ppm a 1KHz, 100ppm a 100KHz, 200ppm a 300KHz y 1000ppm a 1MHz.

Por esta razón, tener una incerteza de este orden a 1MHz no es un resultado inesperado, teniendo en cuenta además que estamos hablando de una salida a 100mV y a 10mV, ya que los propios multímetros se ven muy afectados a estas frecuencias, se esperaba una mayor divergencia al introducir una carga, en cambio se ha mantenido en los rangos esperables.

A diferencia en el resto del campo de frecuencias se mantiene muy estable, todas las curvas mantienen el orden de error, el error de la curva de relación de transformación está por debajo de las incertezas, y la propia incerteza entre las distintas curvas se mantiene por debajo de la más desfavorable de los multímetros.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN Y ERROR BAJO CARGA RESISTIVA						
$V_{in}=1V$ $R=0.1$	10K Ω		100K Ω		1M Ω	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.09999956	-4.450E-05	0.09999963	-3.740E-05	0.09999960	-4.000E-05
10	0.09999996	-4.301E-06	0.10000000	-3.014E-07	0.09999999	-9.013E-07
20	0.10000006	5.799E-06	0.1000013	1.260E-05	0.1000010	1.020E-05
50	0.1000022	2.180E-05	0.1000027	2.679E-05	0.1000027	2.680E-05
100	0.1000032	3.200E-05	0.1000038	3.820E-05	0.1000038	3.800E-05
300	0.1000057	5.701E-05	0.1000067	6.671E-05	0.1000067	6.701E-05
500	0.1000115	1.146E-04	0.1000131	1.307E-04	0.1000140	1.399E-04
1000	0.1000172	1.722E-04	0.1000245	2.454E-04	0.1000229	2.291E-04
RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN Y ERROR BAJO CARGA CAPACITIVA						
$V_{in}=1V$ $R=0.1$	47pF		22pF		10pF	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.09999962	-3.850E-05	0.09999962	-3.850E-05	0.09999960	-4.000E-05
10	0.09999998	-2.001E-06	0.1000003	2.698E-06	0.1000000	2.986E-07
20	0.1000014	1.410E-05	0.1000015	1.470E-05	0.1000012	1.190E-05
50	0.1000030	3.049E-05	0.1000027	2.680E-05	0.1000026	2.650E-05
100	0.1000047	4.729E-05	0.1000043	4.350E-05	0.1000041	4.100E-05
300	0.1000157	1.574E-04	0.1000112	1.120E-04	0.1000088	8.801E-05
500	0.1000366	3.662E-04	0.1000241	2.408E-04	0.1000172	1.723E-04
1000	0.1001101	1.100E-03	0.1000714	7.139E-04	0.1000456	4.562E-04

Tabla 21. Relación de transformación y error relativo en la disposición de razón 1:10 con carga resistiva y capacitiva.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN Y ERROR BAJO CARGA RESISTIVA						
Vin=1V R=0.01	10K Ω		100K Ω		1M Ω	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.00999991	-8.801E-05	0.00999991	-9.201E-05	0.00999991	-9.301E-05
10	0.00999994	-5.530E-05	0.00999995	-4.630E-05	0.00999995	-4.630E-05
20	0.00999995	-5.330E-05	0.00999995	-5.230E-05	0.00999995	-4.631E-05
50	0.00999996	-4.021E-05	0.00999997	-3.321E-05	0.00999996	-3.521E-05
100	0.00999998	-2.100E-05	0.00999998	-1.600E-05	0.00999999	-1.400E-05
300	0.0100001	1.100E-05	0.0100002	1.600E-05	0.0100003	2.900E-05
500	0.0100009	9.181E-05	0.0100011	1.128E-04	0.0100010	9.781E-05
1000	0.0100021	2.070E-04	0.0100020	2.040E-04	0.0100019	1.890E-04
RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN Y ERROR BAJO CARGA CAPACITIVA						
Vin=1V R=0.01	47pF		22pF		10pF	
KHz	R	Error Relativo	R	Error Relativo	R	Error Relativo
1	0.00999992	-8.301E-05	0.00999992	-8.201E-05	0.00999992	-8.301E-05
10	0.00999994	-5.530E-05	0.00999995	-4.530E-05	0.00999995	-4.730E-05
20	0.00999995	-4.531E-05	0.00999994	-5.630E-05	0.00999995	-4.531E-05
50	0.00999997	-2.521E-05	0.00999997	-3.421E-05	0.00999996	-3.621E-05
100	0.00999999	-6.003E-06	0.00999999	-9.003E-06	0.00999998	-1.900E-05
300	0.0100011	1.060E-04	0.0100007	6.600E-05	0.0100004	3.900E-05
500	0.0100030	2.997E-04	0.0100020	2.028E-04	0.0100016	1.608E-04
1000	0.0100094	9.349E-04	0.0100061	6.070E-04	0.0100038	3.776E-04

Tabla 22. Relación de transformación y error relativo en la disposición de razón 1:100 con carga resistiva y capacitiva.

10.3.2. Fotografía de la prueba con multímetros

Para la determinación de la relación de transformación a diferentes niveles de tensión y en todo el rango de frecuencias de 1KHz a 1MHz y la calibración de los niveles de tensión inferiores se han utilizado dos multímetros del mismo tipo “FLUKE 5790”, alimentando el transformador por un calibrador “DATRON 4200”.

Los multímetros han sido enviados por FIAR (Fabbrica Italiana Apparecchiature Radioelettriche SPA) y CESI (Centro Elettrotecnico Sperimentale Italiano) al IEN para su periódica calibración, puesta a punto y certificación.

CESI certifica todo tipo de aparatos de medida eléctrica y realiza pruebas en cualquier tipo de aparamenta siendo un laboratorio secundario. A parte es una marca presente en todos los campos de la electricidad, desde el suministro de equipos, producción eléctrica, laboratorios de prueba y certificación, etc. (www.cesi.it), por ejemplo realiza pruebas y certifica a ORMAZABAL.

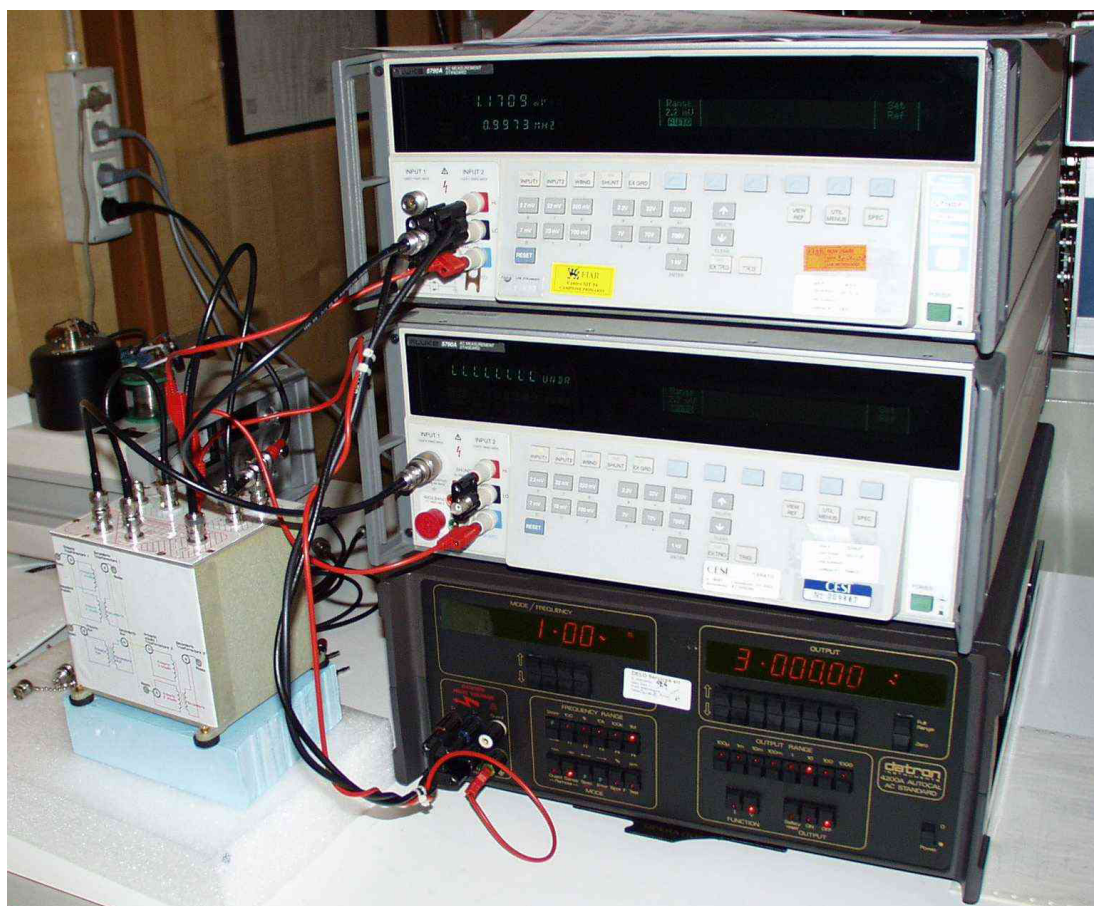


Fig. 96. Fotografía de las pruebas con multímetros, determinación de la relación de transformación y calibración de los niveles de tensión inferiores a través del transformador.

CAPÍTULO 11. MÉTODO Y APLICACIÓN DEL TRANSFORMADOR EN LA CALIBRACIÓN DE MEDIDORES DE TENSIÓN ALTERNA

11.1. Método de calibración de medidores de tensión alterna mediante el transformador de banda ancha

El procedimiento para la aplicación del transformador como método de generación de señales de tensión para la tara de aparatos es del tipo “step-down”.

Partiendo de dos niveles de tensión patrón o dos tensiones que han sido calibradas por otros métodos, se calibra el transformador y se obtiene la relación de transformación del mismo y su curva de error. Posteriormente se quiere calibrar una tensión que no puede ser tarada con otros métodos, para esto partiendo de un nivel de tensión calibrada superior aplicada sobre el transformador ya calibrado obtendremos a la salida la tensión inferior calibrada.

Por ejemplo, teniendo tarados los niveles de 1V y 100mV se puede obtener la tara de la relación de transformación 1:10, posteriormente partiendo de 300mV, nivel de tensión del que conocemos su tara, podremos obtener la de 30mV, y de la misma forma para obtener la de 10mV partiendo de 100mV. De forma análoga se procede con la relación 1:100, partiendo de los niveles de 1V y 10mV (la tara de 10mV puede haber sido obtenida con la relación 1:10), se obtiene la tara de la razón 1:100, a partir de ésta podemos obtener la de 3mV partiendo de 300mV, y la de 1mV partiendo de 100mV. Este proceso se puede aplicar a otros niveles de tensión e ir combinando tensiones calibradas y las relaciones de transformación.

Se puede hablar de una jerarquía piramidal, situando en la parte superior las taras de niveles de tensión mayores (obtenidas con otros métodos como por ejemplo la transferencia alterna continua con transferidores térmicos o termopares), obteniendo con la aplicación del transformador la tara de niveles inferiores.

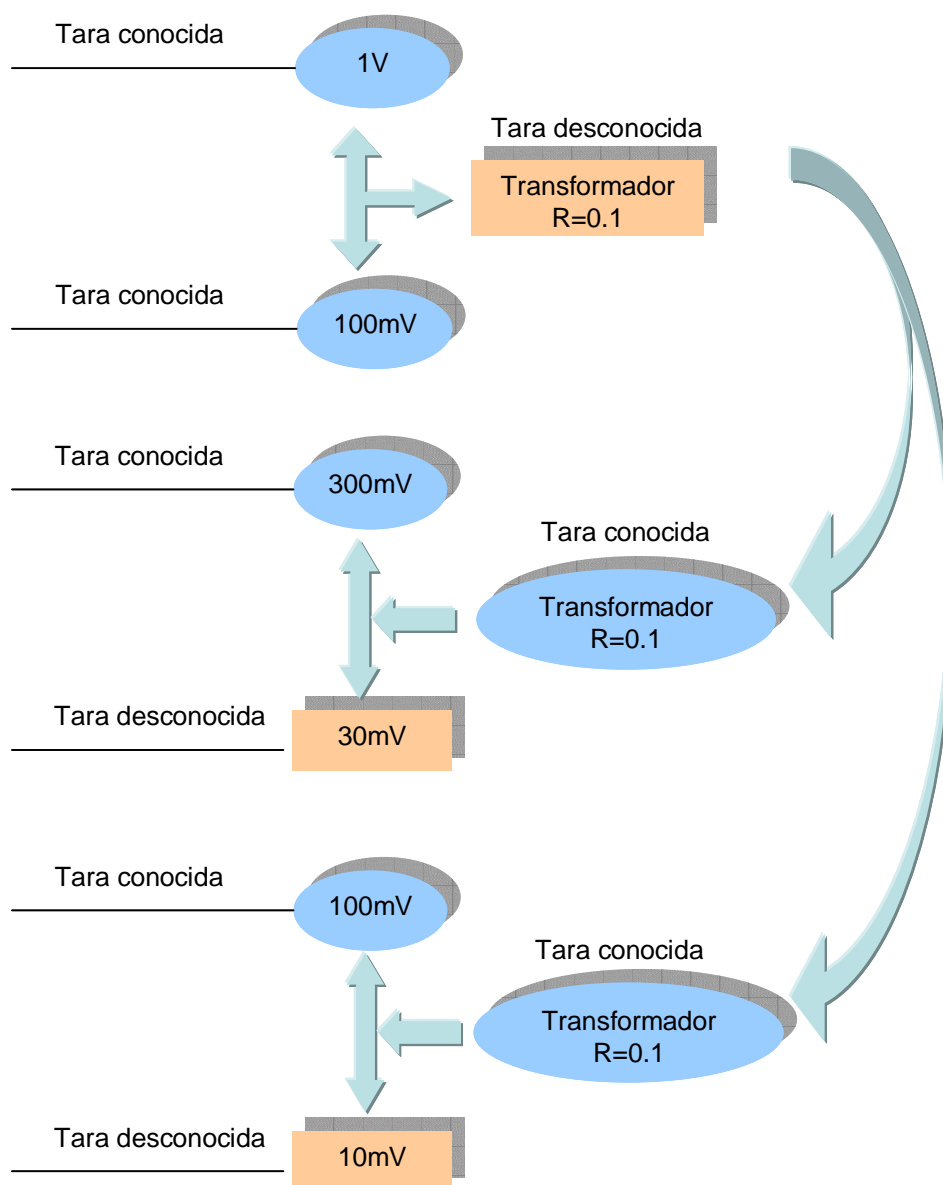


Fig. 97. Procedimiento para la determinación de la tara del transformador en la relación 1:10 y su extensión a tensiones inferiores.

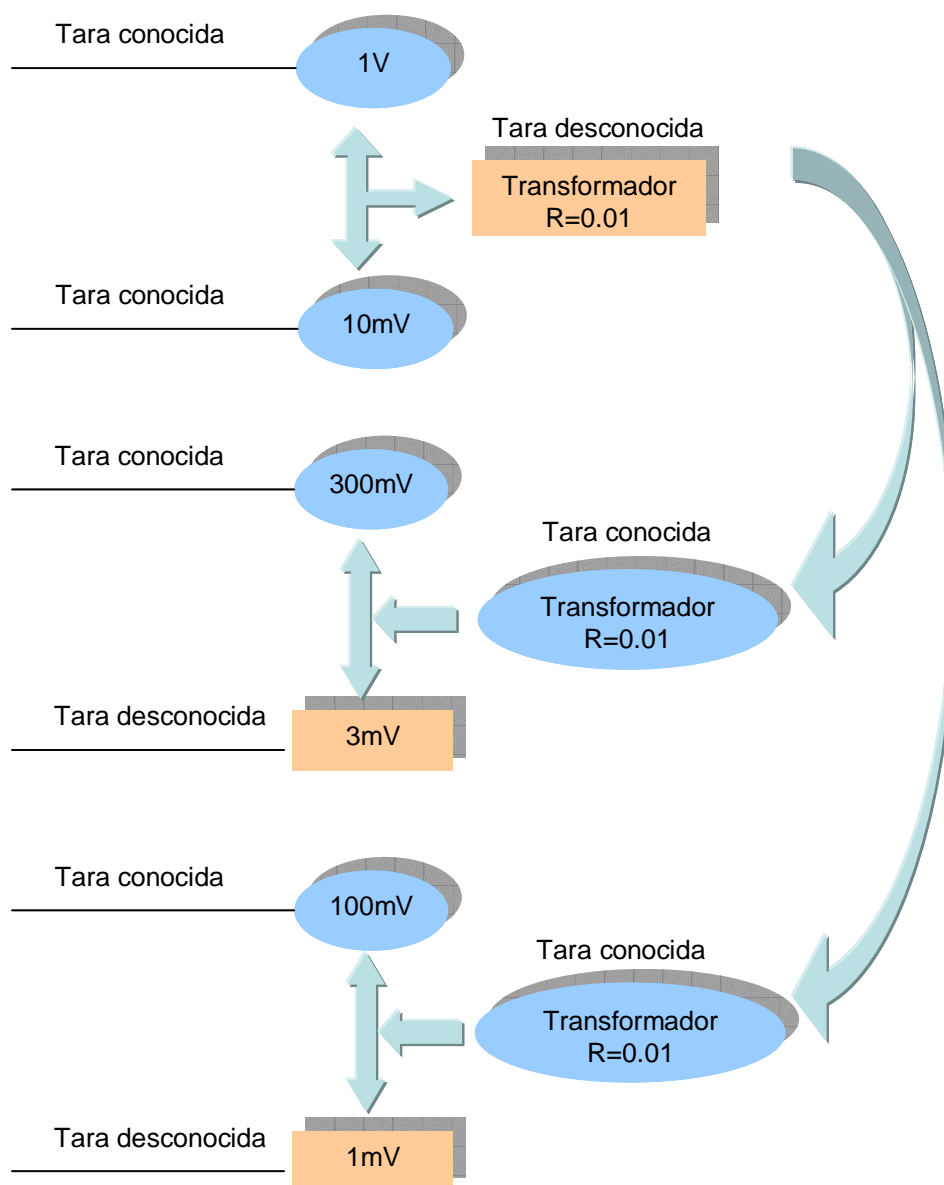


Fig. 98. Procedimiento para la determinación de la tara del transformador en la relación 1:100 y su extensión a tensiones inferiores.

11.2. Obtención del error relativo de un multímetro para las tensiones 30mV, 10mV, 3mV y 1mV

A continuación se muestra como ejemplo el cálculo del error relativo de algunos niveles de tensión de un multímetro a través de la utilización del transformador.

El primer paso será calcular la relación de transformación y el error relativo de la misma para la disposición 1:10 partiendo en este caso de 1V y 100mV, valores de tensión tarados de los cuales se conoce el error relativo del multímetro. Las lecturas de entrada y

salida se corrigen con los errores obtenidos con los datos de transferencia alterna/continua en el anexo 6.1. , se obtiene entonces la relación de transformación (Ecuación 106) y su error relativo (Ecuación 107).

Vin 1V 1:10	Multímetro A (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida	Relación de transforma ción	Error Relativo de transforma ción.
KHz	(V)	(mV)	(Dato)	(Dato)	(V)	(mV)	Ecuación 106	Ecuación 107
1	1.000015	100.0034	1.100E-05	6.600E-05	1.000004	99.9968	0.0999964	-3.600E-05
10	1.000025	100.0085	9.700E-06	6.500E-05	1.000015	100.0020	0.1000005	4.698E-06
20	1.000019	100.0085	9.700E-06	6.100E-05	1.000009	100.0024	0.1000015	1.500E-05
50	1.000007	100.0107	1.780E-05	9.099E-05	0.999990	100.0016	0.1000026	2.640E-05
100	0.999975	100.0097	1.400E-05	1.010E-04	0.999961	99.9996	0.1000035	3.500E-05
300	0.999888	99.9988	-7.002E-06	7.200E-05	0.999895	99.9916	0.1000021	2.131E-05
500	0.999950	99.9855	-7.183E-06	-9.999E-05	0.999957	99.9955	0.0999998	-2.203E-06
1000	1.001451	100.1298	-2.674E-04	-5.000E-05	1.001719	100.1348	0.0999630	-3.700E-04

Tabla 23. Cálculo de la relación de transformación y su error relativo partiendo de los datos 1V-100mV.

A partir de esta relación de transformación obtenida de forma experimental se puede corregir su error sobre las lecturas obtenidas a través del transformador a niveles inferiores. En este proceso se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$V_{salida_corregido} = \frac{R_{transf} \cdot V_{ingreso_corregido}}{1 - Error_transf} \quad (110)$$

Donde Rtransf es 0.1 para la relación 1:10 y 0.01 para la relación 1:100

$$Error_relativo_multímetro_B = 1 - \frac{V_{salida_corregido}}{V_{salida}} \quad (111)$$

Se obtiene para 30mV el error relativo que sirve como corrección del multímetro B:

Vin 300mV 1:10	MultímetroA (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida
KHz	(V)	(mV)	(Dato)	Ecuación 111	(V)	Ecuación 110 (mV)
1	300.0024	30.0024	-1.200E-05	9.599E-05	300.0060	29.9995
10	300.0170	30.0051	-1.533E-05	9.329E-05	300.0216	30.0023
20	300.0170	30.0051	-9.333E-06	8.899E-05	300.0198	30.0024
50	300.0146	30.0052	5.667E-06	1.039E-04	300.0129	30.0021
100	299.9976	30.0033	1.500E-05	9.799E-05	299.9931	30.0004
300	299.8228	29.9856	-5.338E-06	8.408E-05	299.8244	29.9831
500	299.5015	29.9517	-6.659E-05	-1.263E-05	299.5214	29.9521
1000	298.7105	29.8750	-5.080E-05	4.513E-04	298.7257	29.8615

Tabla 24. Cálculo del error relativo de la tensión de 30mV a través de la razón 1:10 del transformador partiendo de 300mV.

De igual modo para 10mV:

Vin 100mV 1:10	MultímetroA (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida
KHz	(mV)	(mV)	(Dato)	Ecuación 111	(mV)	Ecuación 110 (mV)
1	99.7198	9.9726	5.800E-05	1.562E-04	99.7140	9.9710
10	99.8242	9.9835	5.200E-05	1.555E-04	99.8190	9.9819
20	99.8346	9.9847	5.000E-05	1.592E-04	99.8296	9.9831
50	99.8537	9.9870	5.800E-05	1.948E-04	99.8479	9.9851
100	99.8645	9.9882	2.799E-05	1.682E-04	99.8617	9.9865
300	99.8497	9.9882	-1.331E-04	1.690E-04	99.8630	9.9865
500	99.8312	9.9898	-5.686E-04	1.026E-04	99.8880	9.9888
1000	100.0629	10.0230	-2.049E-03	-8.684E-06	100.2680	10.0231

Tabla 25. Cálculo del error relativo de la tensión de 10mV a través de la razón 1:10 del transformador partiendo de 100mV.

De forma análoga se procede para obtener la relación de transformación y su error relativo para la disposición 1:100 partiendo de 1V-10mV.

Vin 1V 1:100	Multímetro A (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida	Relación de transforma ción	Error Relativo de transforma ción.
KHz	(V)	(mV)	(Dato)	(Dato)	(V)	(mV)	Ec. 106	Ec. 107
1	1.000015	10.0003	1.100E-05	1.210E-04	1.000004	9.9991	0.00999991	-9.501E-05
10	1.000024	10.0008	9.700E-06	1.120E-04	1.000014	9.9997	0.00999995	-4.590E-05
20	1.000018	10.0007	9.700E-06	1.170E-04	1.000008	9.9995	0.00999995	-5.480E-05
50	1.000008	10.0009	1.780E-05	1.350E-04	0.999990	9.9995	0.00999996	-3.521E-05
100	0.999972	10.0006	1.400E-05	1.200E-04	0.999958	9.9994	0.00999998	-1.750E-05
300	0.999906	10.0007	-7.002E-06	1.140E-04	0.999913	9.9996	0.0100004	4.350E-05
500	1.000016	10.0026	-7.183E-06	5.000E-05	1.000023	10.0021	0.0100019	1.870E-04
1000	1.001673	10.0233	-2.674E-04	-4.100E-05	1.001941	10.0237	0.0100043	4.292E-04

Tabla 26. Cálculo de la relación de transformación y su error relativo partiendo de los datos 1V-100mV.

Se obtiene para 3mV el error relativo que sirve como corrección del multímetro B:

Vin 300mV 1:100	MultímetroA (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida
KHz	(mV)	(mV)	(Dato)	Ecuación 111	(mV)	Ecuación 110 (mV)
1	300.0023	3.0001	-1.200E-05	1.087E-04	300.0059	2.9998
10	300.0160	3.0003	-1.533E-05	7.723E-05	300.0206	3.0001
20	300.0171	3.0004	-9.333E-06	1.218E-04	300.0199	3.0000
50	300.0140	3.0003	5.667E-06	9.420E-05	300.0123	3.0000
100	299.9975	3.0000	1.500E-05	4.084E-05	299.9930	2.9999
300	299.8282	2.9989	-5.338E-06	1.572E-04	299.8298	2.9984
500	299.5220	2.9964	-6.659E-05	1.403E-04	299.5419	2.9960
1000	298.7815	2.9901	-5.080E-05	2.843E-04	298.7967	2.9892

Tabla 27. Cálculo del error relativo de la tensión 3mV a través de la razón 1:100 del transformador partiendo de 300mV.

De igual modo para 1mV:

Vin 100mV 1:100	Multímetro A (FIAR) Lectura ingreso	Multímetro B (CESI) Lectura salida	Error Relativo multímetro A	Error Relativo multímetro B	Lectura ingreso corregida	Lectura salida corregida
KHz	(V)	(mV)	(Dato)	Ecuación 111	(V)	Ecuación 110 (mV)
1	99.3193	0.9932	5.800E-05	1.600E-04	99.3135	0.9930
10	99.6360	0.9964	5.200E-05	1.380E-04	99.6308	0.9963
20	99.6596	0.9966	5.000E-05	1.088E-04	99.6546	0.9965
50	99.7052	0.9970	5.800E-05	4.105E-05	99.6994	0.9970
100	99.7400	0.9973	2.799E-05	-5.477E-05	99.7372	0.9974
300	99.7667	0.9981	-1.331E-04	2.573E-04	99.7800	0.9978
500	99.7787	0.9986	-5.686E-04	5.901E-05	99.8354	0.9985
1000	100.1271	1.0025	-2.049E-03	-1.251E-03	100.3323	1.0038

Tabla 28. Cálculo del error relativo de la tensión 1mV a través de la razón 1:100 del transformador partiendo de 100mV.

De esta forma podemos calcular los errores relativos del multímetro B en un rango de tensiones inferiores partiendo de otros niveles superiores más fáciles de tarar y calibrar por otros métodos. En este caso se dispone del certificado de calibración del multímetro A calibrado en el PEICLab y por transferencia continua alterna.

Se conoce la calibración del nivel de tensión de entrada, errores relativos conocidos por otros métodos (Multímetro A) y se conoce el error relativo de transformador, ya calibrado a otros niveles de tensión. Obtengo la lectura de tensión de salida inferior en el multímetro B, aplico la corrección del error que introduce el transformador, y una vez que tengo la salida del transformador corregida (lectura en B) puedo calcular el error relativo del multímetro B para esa lectura de tensión.

Esta calibración está al nivel de caracterización porque no se parte de niveles de tensión patrón mucho más estables y precisos. Los multímetros tienen como limitación que la precisión de sus lecturas llega al tercer o cuarto decimal en el rango del voltio, esto es, para lecturas inferiores al microvoltio comienza a ser inestable. La lectura oscila en estos decimales y no se mantiene estable aumentando mucho esta oscilación según lo hace la frecuencia. Por lo tanto aunque el error del transformador está muy por debajo la calibración de la salida ésta se ve limitada por la precisión de los multímetros utilizados en el proceso.

11.3. Implementación del prototipo en el sistema de transferencia en ambiente criogénico

Uno de los proyectos en desarrollo es un sistema de transferencia continua alterna en ambiente criogénico que básicamente consiste en comparar las tensiones continua patrón con la alterna a través de PMJTC's de película fina desarrollados específicamente para tal proyecto. Como las tensiones a comparar son tan pequeñas las diferencias térmicas que se dan en los termopares son ínfimas y es necesario realizar la transferencia en ambientes cercanos al cero absoluto, criogénico, para que puedan ser detectadas.

Este proyecto actualmente está en desarrollo y uno de los vacíos para comenzar a realizar experimentos y pruebas sobre el novedoso sistema es la ausencia de tensiones taradas que podamos considerar patrón en los niveles de tensión por debajo de 500mV y que puedan ser enfrentadas a las tensiones continuas patrón inferiores a 500mV. Sirviéndonos del prototipo se podrán obtener tensiones alternas cercanas al milivoltio y compararlas a través del sistema criogénico con las tensiones continuas. De este modo se podrá ir realizando la puesta a punto del transferidor y con posteriores trabajos de autocalibración mejorar la tara del prototipo.

En el siguiente esquema, figura 99, se muestra todo el proceso de medidas, obtención de errores y bucles para la calibración.

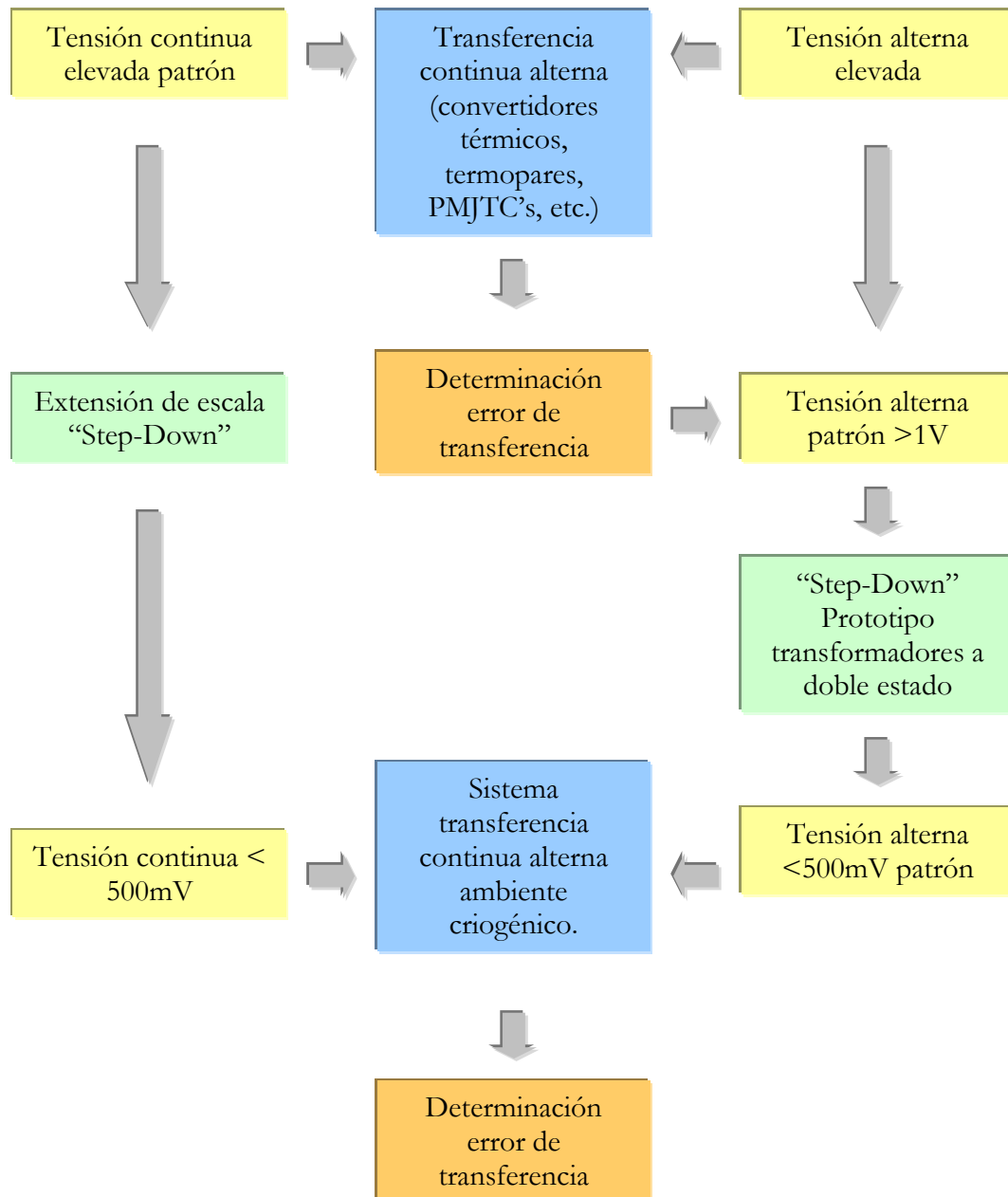


Fig. 99. Implementación del prototipo en el sistema de transferencia continua alterna en ambiente criogénico.

CAPÍTULO 12. CONCLUSIONES

La obtención de los patrones nacionales de las unidades del sistema internacional son una importante tarea de los institutos nacionales de metrología y de ellos depende el buen funcionamiento del sistema metrológico establecido internacionalmente. Responsables de la reproducción y mantenimiento de las unidades básicas y su trazabilidad a todos los escalones de la sociedad industrial y científica son la referencia y soporte técnico para el resto de instituciones, laboratorios, fabricantes, etc.

El patrón nacional de tensión obtenido según las directrices de la Conferencia General de Pesas y Medidas a través del efecto Josephson sirve hoy en día como referencia primaria a nivel internacional para la calibración y tara de los instrumentos y aparatos utilizados en los diversos campos científicos que necesitan referenciar sus medidas, ensayos y experimentos a la base internacional para poder así extender sus resultados a toda la comunidad científica.

Partiendo del patrón nacional de tensión a 1V y 10V a través del efecto Josephson se consigue extender la escala en régimen continuo y obtener la de alterna, a través de diversos modos, y generar cientos de patrones nacionales derivados para cada nivel de tensión y frecuencia buscado que servirán para calibrar y tarar los aparatos medidores y generadores. De este modo los resultados y ensayos que se deriven de su utilización podrán estar referenciados al nivel primario y puestos en común sin problemas con otras empresas o instituciones que realicen trabajos análogos u otros que se deriven de ellos.

Para extender la escala se utilizan distintos dispositivos y procedimientos buscando siempre introducir el menor error en el proceso. Uno de los problemas planteados en la actualidad es la obtención de estos patrones para niveles de tensión muy bajos, inferiores a 500mV y frecuencias elevadas, de 1KHz a 1MHz. A niveles de tensión mayores se han construido dispositivos y desarrollado procedimientos que son capaces de generar estos patrones con errores mínimos pero para tensiones milivolticas la detección de los errores introducidos es más compleja.

Para resolver este problema se toman los patrones obtenidos a niveles de tensión mayores donde determinar su incertidumbre resulta más fácil y con ellos se generan otros niveles de tensión inferiores. Si en este salto de escala somos capaces de introducir un error mínimo y estable para su posterior corrección estaremos generando unos patrones secundarios que servirán como referencia para los citados rangos. Es lo que se conoce como trazabilidad “step-down”.

Para este salto de escala se han utilizado transformadores a doble estado que han resultado idóneos para este menester debido a que el error introducido es ínfimo y prácticamente indetectable por cualquier aparato de medida. Queda demostrado tanto teórica como experimentalmente que la particular construcción a doble estado de un transformador ofrece grandes ventajas en cuanto a su aumento de precisión en la relación de transformación de las tensiones y su estabilidad.

Para tal objeto se ha construido un prototipo con dos funciones de trabajo, relación de transformación 10:1 y 100:1. El análisis teórico y los resultados experimentales muestran que la utilización del prototipo es viable para su implementación en un sistema de calibración por comparación o para la generación de tensiones patrón con una incertidumbre en la medida menor a 50 partes por millón en tensiones inferiores a los 500mV pudiéndose llegar hasta 1mV.

Resumiendo, los transformadores a doble estado son viables para procedimientos “step-down” en la obtención de trazabilidad.

- El error introducido es mínimo, inferior a $50 \cdot 10^{-6}$ hasta errores de 10^{-8}
- El error es inferior a la precisión de los instrumentos utilizados.
- Son estables para diferentes tensiones.
- Son relativamente estables para un gran ancho de banda.
- Es autocalibrable en el sentido que se pueden establecer bucles en la toma de medida e ir mejorando la calibración del mismo.

El prototipo construido es funcional para el problema planteado, se pueden generar tensiones taradas inferiores a 500mV a partir de otras tensiones patrón superiores, pero hay que tener en cuenta que el error aumenta para muy altas frecuencias siendo el punto más conflictivo la frecuencia de 1MHz, debido principalmente al aumento de las capacidades parásitas en los cables coaxiales para conexonado y en los conectores BNC.

El prototipo es viable para su implementación en el proyecto de transferencia continua alterna en ambiente criogénico para generar las tensiones taradas de pocos milivoltios necesarias para la comparación con las tensiones en régimen continuo.

Actualmente este trabajo queda abierto como línea de investigación en el IEN como una alternativa válida para la generación de tensiones taradas por debajo de 500mV en el ancho de banda de 1KHz a 1MHz y será utilizado en el sistema criogénico de transferencia continua alterna como generador de las tensiones alternas necesarias para la obtención de los errores de transferencia en los niveles más bajos de tensión.

Las aplicaciones de este tipo de transformadores a doble estado y sus diversas disposiciones constructivas tienen múltiples aplicaciones en aquellos casos en los que sea necesario realizar un salto de escala con el mínimo error en esta transformación.

Es posible su perfeccionamiento para el caso y aplicación que nos ocupa y de igual modo se pueden fabricar transformadores que trabajen en puntos y frecuencias concretas reduciendo de este modo la incertidumbre y concentrando los trabajos y estudios para los puntos más conflictivos desarrollando otros modelos y prototipos más fiables si cabe.

La fabricación de estos transformadores es relativamente barata y no requiere elementos de alta tecnología por lo que su uso se puede extender a otros laboratorios secundarios para otras aplicaciones o incluso para realizar trabajos de autocalibración.

CAPÍTULO 13. ARTÍCULOS

El presente trabajo ha sido presentado a la comunidad científica en dos ponencias, a continuación se muestran los 2 artículos escritos a tal efecto.

La primera para el Congreso Nacional del Grupo Nacional de Coordinación “Medidas Eléctricas y Electrónicas” (GMEE) del Consejo Nacional de Investigaciones (CNR, Consiglio Nazionale delle Ricerche) que tuvo lugar en Parma (Italia) entre el 9 y 11 de septiembre de 2002.

La segunda para el 12th IMEKO TC4 International Symposium Electrical Measurements and Instrumentation que se desarrolló en Zagreb, Croacia, entre el 25 y 27 de septiembre de 2002.

UN METODO PER LA TARATURA DI TENSIONI ALTERNATE A LIVELLO DEI MILLIVOLT BASATO SU UN TRASFORMATORE A LARGA BANDA

Umberto Pogliano(), Gian Carlo Bosco(*), Francisco Chueco(**), Danilo Serazio(*)*

() Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferraris", Strada delle Cacce 91, 10135 TORINO*

*(**) UPCT - Universidad Politécnica de Cartagena - Cartagena SPAGNA*

Tel.: +39 011 3919.433 – fax: +39 011 346384 – pogliano@me.ien.it

SOMMARIO

Presso l'IEN sono state sviluppate nuove procedure per la taratura di tensioni alternate nelle portate inferiori a 200 mV. In questo articolo viene analizzato il metodo basato su un trasformatore a larga banda. Le misure effettuate sui parametri del trasformatore mostrano che la taratura di tensioni alternate fino a 1 MHz è possibile con un'incertezza migliore di 50 parti in 10^6 fino a 10 mV.

1. INTRODUZIONE

All'Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferraris" (IEN) la riferibilità per le tensioni alternate nell'intervallo da 0,5 V a 1000 V è stabilita in modo adeguato. I campioni sono costituiti da convertitori termici a singola e a multigiunzione, confrontati tra loro mediante un sistema automatico [1]. Per le tensioni in alternata a livello del millivolt la riferibilità per misure di trasferimento da tensione alternata a tensione continua è ottenuta con un nuovo metodo basato su divisori resistivi [2]. Questo metodo, attualmente in fase di sviluppo, mira ad estendere l'intervallo di frequenza attualmente coperto in modo da rendere possibile la partecipazione dello IEN ai confronti internazionali già programmati.

Accanto al metodo basato sull'impiego di divisori resistivi si stanno considerando metodi alternativi che utilizzano sia micropotenzimetri e sia divisori induttivi e trasformatori, che possono costituire una valida soluzione specialmente per la taratura diretta dei voltmetri in alternata.

2. LA GENERAZIONE DI TENSIONI TARATE A LIVELLO DEI MILLIVOLT

I metodi utilizzati per la generazione di tensioni alternate tarate a livello dei millivolt sono essenzialmente basati su due diversi approcci. Il primo approccio prevede l'utilizzo di un dispositivo avente una banda passante molto estesa e costante con la frequenza. Un dispositivo tipico che applica questo principio è il micropotenzimetro [3], dove viene utilizzato un resistore coassiale di forma circolare in modo da essere quasi insensibile da parametri parassiti di tipo induttivo. Il valore della corrente che attraversa il resistore è mantenuta costante in continua ed in alternata mediante un elemento termico a singola giunzione nella quale viene fatta circolare una corrente tale da riprodurre lo stesso valore della forza elettromotrice di uscita. Un principio analogo può anche essere utilizzato impiegando divisori di tipo resistivo od induttivo con una risposta in frequenza sufficientemente indipendente dalla frequenza di funzionamento. Il secondo approccio, possibile con l'utilizzo di divisori resistivi ed induttivi, è basato sulla invarianza rispetto alla tensione applicata della funzione di trasferimento tra l'ingresso e l'uscita.

3. PROCEDURA UTILIZZANTE UN TRASFORMATORE

Nella procedura per la determinazione della tensione in alternata può essere utilizzato come dispositivo principale un trasformatore. Un procedimento relativamente semplice, tra i molti possibili, consiste in due passi distinti. Nel primo passo un divisore induttivo tarato viene utilizzato ad una frequenza intermedia (ad esempio 1 kHz). Questo serve a stabilire un legame tra i due valori di tensione di ingresso e di uscita. Successivamente, nello stesso circuito, viene utilizzato il trasformatore a larga banda il cui rapporto viene tarato utilizzando due voltmetri in alternata precedentemente tarati a tensioni intermedie (0,3 V - 3 V). Dopo la caratterizzazione il trasformatore è quindi utilizzato per tarare con un metodo di *step-down* le portate a livello del millivolt del voltmetro in alternata per tutti i valori di frequenza considerati.

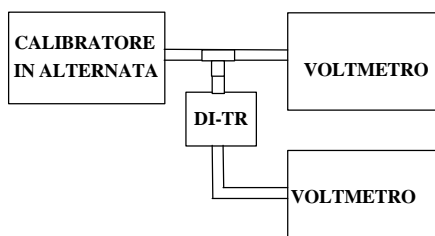


Fig. 1. Taratura di un voltmetro in alternata nelle portate inferiori a 200 mV per confronto con un altro voltmetro e un trasformatore a larga banda.

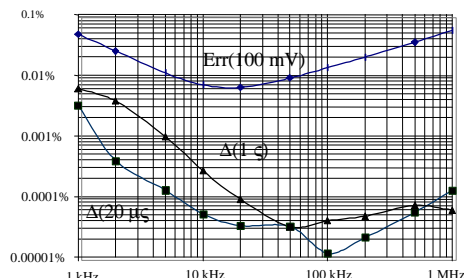


Fig. 2 Errore nella caratteristica di ingresso uscita del trasformatore ottenuto mediante calcolo con i parametri misurati e con una tensione di ingresso pari a 100 mV ($Err(100\text{ mV})$). Nella figura sono riportati anche i valori assoluti delle differenze quando l'ingresso è rispettivamente 20 mV ($D(20\text{ mV})$) e 1 V ($D(1\text{ V})$).

Lo schema di principio per la taratura descritta è mostrato in Fig. 1, DI è il divisore induttivo, che viene sostituito nel secondo passo della procedura dal trasformatore (TR). La precisione del metodo dipende prevalentemente dalla precisione della taratura del voltmetro e dalla stabilità del rapporto del trasformatore in funzione della tensione applicata.

4. PROTOTIPO E RISULTATI

Un prototipo di trasformatore con rapporto pari a 1:10 è stato costruito ed applicato per le misure nell'intervallo operativo tra 10 mV e 300 mV. Sul nucleo magnetico di materiale amorfo sono state avvolte 30 spire per l'avvolgimento primario e 3 spire per l'avvolgimento secondario. I parametri serie e parallelo del trasformatore sono stati misurati nella condizione di 10 spire al primario e 10 al secondario e quindi estrapolati alla reale condizione mediante l'ipotesi che i parametri serie siano approssimativamente proporzionali al numero di spire mentre i parametri parallelo al quadrato del numero di spire.

Le misure sono state effettuate in funzione della frequenza mediante un ponte automatico per impedenze. Nelle misure sono state applicate tre diverse tensioni, rispettivamente di 20 mV, 100 mV e 1 V. Utilizzando i parametri ricavati si è quindi calcolato l'errore di modulo per tutte le tensioni e le rispettive differenze. Tutti questi valori sono riportati in funzione della frequenza in Fig. 2. L'analisi dei dati (riportati in Fig.2) dimostra che il metodo descritto è adatto per la taratura della tensione alternata per tensioni da 10 mV a 300 mV e per frequenze da 1 kHz a 1 MHz. In questo campo l'incertezza può essere migliore di 50 parti in 10^6 .

Ulteriori indagini sono state effettuate anche con trasformatori a doppio stadio che non necessitano della taratura a frequenze intermedie.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] U. Pogliano, G. C. Bosco, G. La Paglia, G. Zago, "Flexible system for precision and automatic comparison of ac measuring devices" *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, Vol. 42, no. 2, 1993, pp. 295-300.
- [2] K. E. Rydler and Simonson, "High accuracy low-voltage ac-dc transfer standards," *Digest CPEM'94*, 1994, pp.382-383.
- [3] Selby M C: Accurate radio-frequency micro-voltages. *AIEE Trans.*, vol.72, 1953, p. 158-164.

*12th IMEKO TC4 International Symposium
Electrical Measurements and Instrumentation
September 25-27, 2002, Zagreb, Croatia*

AC TRACEABILITY IN THE MILLIVOLT RANGE UP TO 1 MHz BY MEANS OF A WIDEBAND TRANSFORMER

Umberto Pogliano(), Gian Carlo Bosco(*), Francisco Chueco(**), Marco Lanzillotti(*)*

(*) Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferraris", Torino, Italy

(**) UPCT, Universidad Politécnica de Cartagena, Spain

Abstract – At IEN the application of new procedures for the calibration of ac voltages in the millivolt range is now being developed. In this paper a specific method based on a high precision inductive divider and wideband transformers is analysed.

The experimental determination of the transformer parameters shows that the generation of calibrated ac voltages is possible with an uncertainty better than 50 parts in 10^6 down to 10 mV.

Keywords: Ac low voltages, calibration of ac voltmeters, transformers.

1. INTRODUCTION

At Istituto Elettrotecnico Nazionale (IEN) the traceability for ac voltages in the range from 0.5 V to 1000 V is well established. The standards are single and multijunction thermal converters, which are compared by means of an automatic system [1]. An electrometric ac-dc transfer standard [2] has been recently employed for the traceability in the high voltage range. For low ac voltages the traceability is now being developed by using resistive dividers [3] both to extend the frequency range for calibration and to take part to international comparisons. Beside resistive dividers, other methods such as micropotentiometers and inductive dividers are considered for the maintenance of the traceability and especially for the calibration of ac voltage measuring instruments.

Among these methods the use of transformers and inductive dividers is simple and straightforward for the extension of ac voltages. However, it has been used up to now at IEN only in a limited frequency range (for example from 40 Hz to 20 kHz).

2. METHODS IN LOW VOLTAGE GENERATION

In low voltage ranges, due to the intrinsic limitations of the direct comparison methods based on thermal converters, the systems employed are mainly based on the generation of calibrated voltages. These voltages are then applied to the

measuring instruments to be calibrated or are compared to other voltages produced by sources under test.

Different methods and devices have been used for the generation of calibrated low voltages. In all these methods essentially two concepts have been employed. The first principle is the use of a device with a wide and flat frequency response. A specific device based on the application of this principle is the micropotentiometer [4]. In this device a coaxial circular resistor is used as a high frequency shunt affected only slightly by stray inductive parameters. The rms value of the current is kept constant in ac and dc by a thermal element. The ac voltage supplied to the input of the micropotentiometer is adjusted so that the output of the thermal element output has the same electromotive force as in dc.

The same principle can be also applied by building inductive and resistive dividers with flat input-output characteristics.

A different principle is used here, which is based on the relative invariance of the input-output ratio as a function of the applied voltage. The limits of this assumption for transformers is analysed and tested in this paper.

3. ONE STAGE TRANSFORMER

A transformer can be used for the generation ac voltages in different ways, each of them having their own advantages and disadvantages. In this paper two solutions have been considered and experimented. A first solution employs a simple one-stage transformer calibrated at a specific frequency by comparison with an inductive divider. Another solution is based on a double stage transformer that, for the accuracy level of its input-output ratio at intermediate frequency, does not need the calibration.

In both these methods the reference at intermediate frequency is strictly required only if the calibration of the ac voltmeter at intermediate voltages (0.3 V-3 V) is performed as a transfer standard, i.e. by assuming that the ac-dc transfer difference is known for these ranges.

In the first method a simple transformer that can operate in a wide frequency range is used. The calibration of this transformer can be performed by a standard method or

directly by an inductive divider and the apparatus for the calibration of the ac voltmeter itself.

In this case the calibration procedure consists of two steps. In the first step an inductive divider calibrated at a specific frequency (for example 1 kHz) is connected to an ac generator and its input is measured by a proper calibrated voltmeter. Then, a transformer suitable to operate in the high frequency range with the input-output frequency ratio measured at intermediate voltages is used for the extension of the traceability in the whole frequency range.

The basic circuit for this calibration is shown in Fig. 1, where ID is the inductive divider and TR the transformer that replaces the inductive divider in the second step of the procedure.

The inductive divider is used to transfer the calibration in the range of a few volts of the first ac voltmeter, calibrated by the thermal converters, to the second ac voltmeter operating in millivolt range. In the frequency range from 50 Hz to 1 kHz the additional relative uncertainty introduced by the ratio of a two stage inductive divider can be less of 1 part in 10^6 for 0.1 ratio and less than 10 parts in 10^6 for the 0.01 ratio. So, the precision of the method for the extended frequency range mainly depends on the precision of the first ac voltmeter and on the stability of transformer ratio as function of the applied voltage.

The second step of the procedure is, in fact, based on the stability of the transformer ratio as a function of the applied voltage. The ratio between the voltage amplitudes at the input and at the output of the transformer is calibrated in the whole frequency range by means of the two voltmeters. Then this ratio is employed to extend the traceability down to the other ranges.

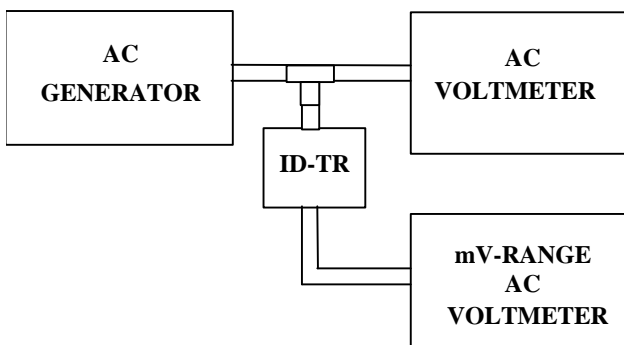


Fig. 1. Calibration of an ac voltmeter in the millivolt range by comparison with another ac voltmeter and an inductive divider and a wide frequency transformer

A transformer has been designed for the 0.1 ratio and has been built and tested for operation in the range from 10 mV to 300 mV

The magnetic core is amorphous and so it is suitable for application in high frequency. Taking into account the value of the measured parameters, the optimal turn number has been evaluated to be 30 for the primary windings and 3 for the secondary one.

Another transformer of ratio 0.1 has been built for the extension of the procedure to lower ac voltages.

4. EXPERIMENTAL TESTS ON THE PARAMETERS AND MODEL OF THE TRANSFORMER

The parameters of the high frequency transformer have been measured in the condition of 10 turns at both the primary and the secondary winding. This condition can be more easily tested because the voltage at both windings is almost the same. Extrapolation to the real operative conditions is made by means of the assumption that the series impedance grows approximately as function of the turn number, while the parallel impedance grows as a function of the square of this number.

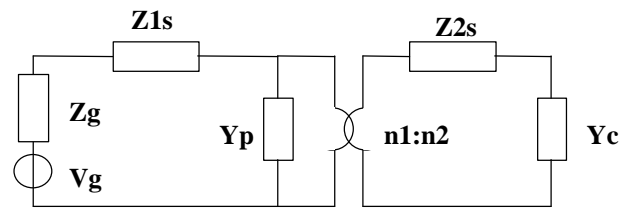


Fig. 2 Simplified model of the transformer used for the determination of the variation of the input-output ratio as a function of the voltage and frequency.

Evaluation of the serial impedances $Z1s$ and $Z2s$ shown on Fig. 2 has been made by closing in short circuit the secondary winding, while the parallel admittance Yp was measured with the secondary winding open. These measurements have been performed as a frequency function by an automatic impedance bridge. Three voltages of respectively 20 mV, 100 mV and 1 V have been applied in the tests. Using the parameters extrapolated to the real condition the amplitude error, evaluated as the difference between the obtained and the nominal values, is shown in Fig. 3 as a frequency function. The same figure also shows the differences between the error at the voltage of 100 mV and that of the other two voltages.

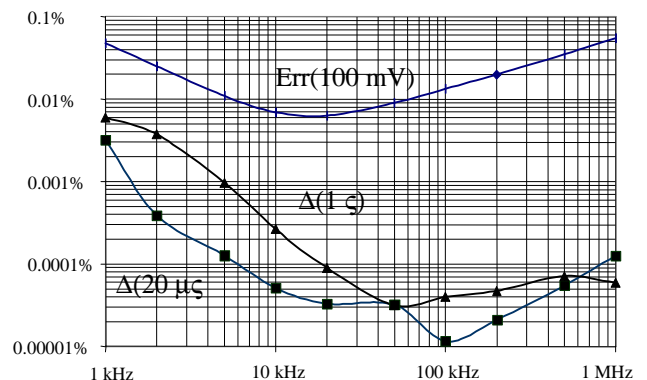


Fig. 3 Error in the input-output transfer function of the transformer ($Yc=0$) with an input voltage of 100 mV ($Err(100\text{ mV})$) and absolute value of the difference in this error when the input is respectively 20 mV ($\Delta(20\text{ mV})$) and 1 V ($\Delta(1\text{ V})$).

The results shown in Fig. 3 indicate that, for all frequencies the difference between the ratio with two different voltages is lower than 50 parts in 10^6 .

5. DOUBLE STAGE TRANSFORMER

In order to avoid the calibration of the transformer at intermediate frequency a different solution based on a double stage transformer has also been investigated. The double stage transformer is made with two cores with common windings. The first core is employed to generate the main part of the magnetic flux necessary to support the electromotive force. The additional magnetic flux for reaching a more precise electromotive force, which reproduces exactly the applied input voltage, is supplied to the other core by a second stage wound around both cores. Fig. 4 shows a simplified equivalent circuit useful to derive theoretically the transformer ratio as a function of the frequency.

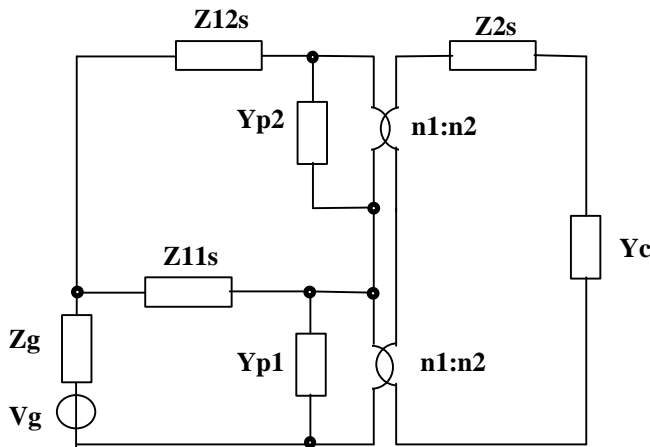


Fig. 4 Simplified model of the two-stage transformer used for the evaluation of the input-output ratio as a function of the frequency.

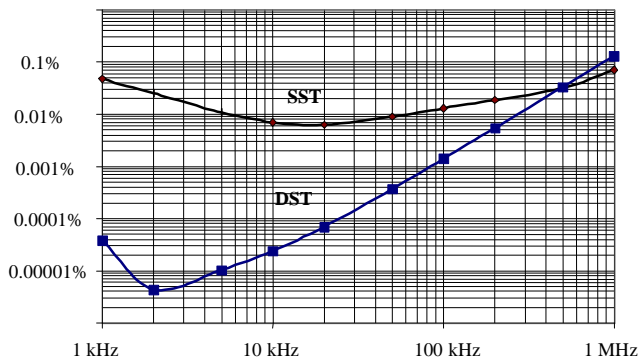


Fig. 5 Comparison between the errors in the input-output transfer functions of the single stage transformer (SST) and the double stage transformer (DST) the input voltage is 100 mV and for both Y_c is a capacitance of 40 pF connected in parallel with a 1 MΩ resistor.

By applying to the model of the transformer given in Fig. 4 the values of the parameters evaluated by extrapolation from

the measurements made with 10 turns, the error of the double stage transformer can be evaluated. The absolute value of this error is shown in Fig. 5 as a function of the frequency in comparison with that of the single stage transformer.

There is an evident improvement of the characteristics at low frequencies, while for frequencies beyond 200 kHz the error is higher. The double stage also reduces the variation of the ratio due to the variation of the parameters, so there is an additional benefit at low frequencies in the ratio stability as a frequency function.

6. PROTOTYPE OF A DOUBLE STAGE TRANSFORMER AND PRELIMINARY RESULTS

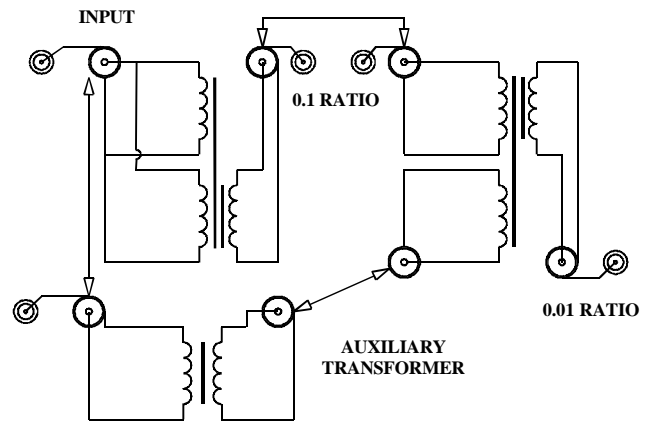


Fig. 6 Internal circuit of the prototype of the double stage composite transformer.

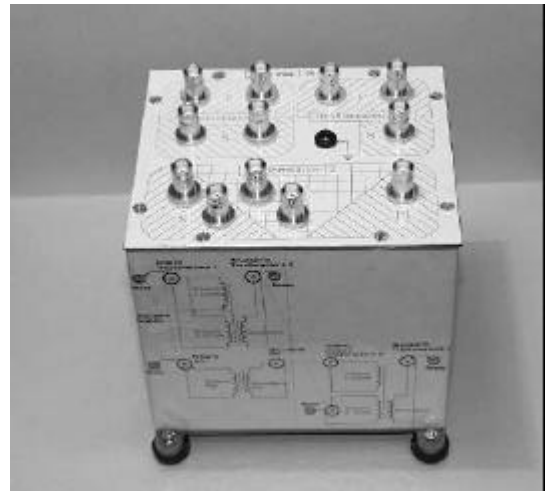


Fig. 7 Photograph of the composite transformer used for the extension of the traceability of ac voltages in the millivolt ranges for frequency up to 1 MHz.

A prototype of a composite transformer that can be configured as 0.1 ratio and 0.01ratio transformer has been built. The composite transformer is made of two double stage 0.1 ratio transformers, and an auxiliary transformer all

enclosed in a screen. The transformers can be connected by means of suitable coaxial cables in the proper configuration. The scheme of the internal connections is represented in Fig. 6, while Fig. 7 shows a picture of this prototype.

Two specific tests have been performed on the double stage transformer. The first one has been about the ratio at intermediate frequency and the second is the evaluation of the error in the whole frequency band. The first test was performed at 1 kHz by the system developed at IEN for the ac ratio measurement [5] and the 0.1 ratio error resulted about 1.5 parts in 10^6 . For the 0.01 ratio the total ratio error was less than 1 part in 10^7 . The second test was performed by means of two ac voltmeters calibrated as ac-dc transfer standards by means of resistive dividers. The uncertainty of the calibration at intermediate level is not comparable to that of the previous system, however the resulting error of the transformer at 1 MHz is less than 0.5%, as expected by the computation from the parameters. The variation with the applied voltage of the transformer ratio has been verified to be zero within the uncertainty of the calibration of the voltmeters.

5. CONCLUSIONS

The analysis and the experimental results on the prototype of single and double stage wideband transformers show that the methods described are suitable for the calibration of the ac voltage in the range from 10 mV to

300 mV for frequencies from 1 kHz to 1 MHz. In these ranges the uncertainty can be better than 50 parts in 10^6 . Further investigations are now being performed in order to extend the method in the range from 1 mV to 10 mV.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank Mr. Vincenzo D'Elia for the measurements on the prototype ratios at 1 kHz.

REFERENCES

- [1] U. Pogliano, G. C. Bosco, G. La Paglia, G. Zago, "Flexible system for precision and automatic comparison of ac measuring devices" *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, Vol. 42, No. 2, pp. 295-300, 1993.
- [2] U. Pogliano, G. C. Bosco, D. Serazio: "Development of a new type of electrometric ac-dc transfer standard," *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, Vol. 49, No. 4, pp. 896-900, 2000.
- [3] K. E. Rydler and Simonson, "High accuracy low-voltage ac-dc transfer standards," *Digest CPEM'94*, pp.382-383, 1994.
- [4] M. C. Selby, "Accurate radio-frequency micro-voltages",... *AIEE Trans.*, vol.72, p. 158-164, 1953.
- [5] L. Callegaro, D. Serazio, "Inductive voltage dividers comparison with a vector voltmeter", *Digest of CPEM 2000*, Sidney, pp. 222-223 Australia, 14-19 May 2000.

Anexo 1. Certificado de calibración de CESI



Istituto Elettrotecnico Nazionale
Galileo Ferraris



Sede di Corso Massimo d'Azeglio, 42 - 10125 TORINO - Telefax +39 - 011.650.76.11
Sede di Strada delle Cacce, 91 - 10135 TORINO - Telefax +39 - 011.34.63.64
Telefono +39 - 011.3919.1 (selezione passante) - Telex 211553 IENGFI

CERTIFICATO DI TARATURA

N. 33898-01 costituito di N. 5 pagine rilasciato in data 2001-02-05
alla ditta CESI-Centro Elettrotecnico Sperimentale Italiano Milano
conforme alla richiesta PO401 in data 2000-02-28

Strumento: MISURATORE CAMPIONE DI TENSIONE ALTERNATA

Ditta costruttrice: Fluke
Modello: 5790A
Numero di serie: 5445004
Sigla assegnata: CESNU01

Data di arrivo in istituto: 2000-12-15
Data di taratura: 2001-01-30

I risultati riportati nel presente documento si riferiscono esclusivamente agli esemplari descritti e alle condizioni di misura specificate. Ogni estensione dei risultati ad altri esemplari e ad altre condizioni di misura esula dallo scopo del documento. Questo documento viene emesso dall'IEI in quanto Istituto metrologico primario ai sensi della legge 11 agosto 1991, n. 273, relativa a "Istituzione del sistema nazionale di taratura".

Le misure delle grandezze di cui al presente documento sono espresse, in accordo con quanto disposto dal D.P.R. 12 agosto 1982, n. 802, mediante le unità del Sistema Internazionale delle unità di misura (SI), definito ed approvato dalla Conferenza Generale dei Pesi e delle Misure (CGPM). In accordo con quanto stabilito dalla legge 11 agosto 1991, n. 273, la riferibilità alle unità SI è assicurata dai campioni nazionali realizzati e conservati dagli Istituti metrologici primari (Istituto di Metrologia Gustavo Colonnelli, Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris ed ENEA). Le incertezze di misura dichiarate in questo documento sono valutate al livello di due volte lo scarto tipo (corrispondente, nel caso di distribuzione normale, a un livello di confidenza del 95%).

Lo Sperimentatore

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'IEI, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Certificato di taratura n. 33898-01

in data 2001-02-05

Pagina 2 di 5

Il misuratore di alternata è stato posto nelle seguenti condizioni:

- in equilibrio termico con l'ambiente alla temperatura di 23,0 °C da almeno 48 h;
- alimentato per almeno 24 h con tensione sinusoidale di valore efficace 220 V, frequenza 50,0 Hz e fattore di distorsione minore di 1%.

Sullo strumento, operando in modo automatico attraverso l'interfaccia IEEE-488 di cui è dotato, è stata eseguita la verifica come misuratore di tensione alternata su entrambi gli ingressi.

Predisposizioni dello strumento:

- Ingresso : 1 - 2
- Guard : Internal
- Digital Filter :
 - Mode : Slow
 - Restart : Medium
- HI Res : ON
- Range : Locked
- Trigger : Continuous

Per ogni punto di misura sono state eseguite le seguenti operazioni:

- applicazione di una tensione sinusoidale avente valore efficace e frequenza corrispondenti al punto di misura e fattore di distorsione inferiore a 0,1%;
- lettura del corrispondente valore di tensione indicato dallo strumento;
- determinazione della differenza tra il valore di tensione misurato dallo strumento e quello della tensione applicata al suo ingresso.

Le differenze misurate, per ciascuno dei due ingressi, sono riportate in forma relativa nella Tabella 2 (ingresso 1) e nella Tabella 3 (ingresso 2). Una differenza positiva indica che il valore di tensione letto dallo strumento è superiore al valore della tensione applicata.

Le incertezze, simmetriche in più e in meno, relative ai valori di misura riportati nel presente certificato sono:

- per le tensioni alternate applicate al misuratore : vedere Tabella 1
- per le frequenze : 1%
- per la tensione di alimentazione : 1%
- per la temperatura : 0,5 K.

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia **conforme integrale**. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

in data 2001-02-05

Certificato di taratura n. 33898-01

TABELLA 1 - Incertezza delle tensioni applicate al misuratore di tensioni alternate

Tensione applicata (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1		1000	1000							
5		400	400							
10		140	140							
30		100	100							
50		80	80							
100		50	50							
(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)
0,3		40	40	40			80		300	600
0,5		30	30	30		50	80	150	300	500
1	40	30	30	30			80		300	500
2		30	30	30			80		300	500
3		30	30	30			80		300	500
4		30	30	30			80		300	500
5		30	30	30			80		300	500
6		30	30	30			80		300	500
8		30	30	30		50	80	200	300	500
10	40	30	30	30		50	80	200	300	500
20		30	30	30		50	80		400	
30		30	30	30			80			
50		30	30	30			80			
100	50	30	30	30		50	100			
200		40	40	40		60	150			
300		40	40	40		60	200			
500		40	40	40		60	200			
600		40	40	40		60				
700		40	40	40						
1000		50	50	50	70					

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione condizionale per il solo di questo documento soltanto sui sistemi di produzione di questo documento soltanto sui sistemi di produzione di questo documento.

in data 2001-02-05

Certificato di taratura n. 33898-01

TABELLA 2 - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso A

Tensione applicata (mV)	Portata 4920 (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1,0000	2,2		100	100							
5,0000	7		60	60							
10,000	22		50	50							
30,000	70		17	17							
50,000	70		12	12							
100,000	220		10	10							
(V)	(V)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)	(10 ⁻⁹)
0,300000	2,2		-2	-6	-6			40		-105	90
0,500000	2,2		-1	-2	-5			32		-55	85
1,000000	2,2	-10	-8	-6	-2		16	60	-10	-54	100
2,000000	2,2		-3	-4	-3			60		18	-190
3,000000	7		-30	-28	-20			18		12	-195
4,000000	7		-28	-26	-19			15		10	-195
5,000000	7		-25	-25	-18			5		7	-195
6,000000	7		-25	-25	-20			-8		40	0
8,000000	22		-25	-25	-20		-20	-5	15	30	-10
10,00000	22	-30	-25	-25	-25		-20	-7	8	15	
20,00000	22		-25	-20	-20		-20	-5			
30,00000	70		-20	-15	-15			-25			
50,00000	70		-15	-20	-20			-25			
100,00000	220	-25	-20	-20	-15		-15	5			
200,00000	220		-10	-20	-15		-10	6			
300,00000	700		5	-5	-5		10	45			
500,00000	700		3	-6	-8		6	45			
600,00000	700		4	-8	-10		5	30			
700,00000	700		4	-10	-12						
1000,00000	1000		10	-12	-10	-12	5				

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

in data 2001-02-05

Certificato di taratura n. 33898-01

TABELLA 3 - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso B

Tensione applicata (mV)	Portata 4920 (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1,0000	2,2		100	100							
5,0000	7		60	60							
10,000	22		50	50							
30,000	70		17	17							
50,000	70		12	12							
100,000	220		12	12							
(V)	(V)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)
0,300000	2,2		-6	-8	-5			50		250	1480
0,500000	2,2		1	-2	-5			45		300	1480
1,000000	2,2	-10	-9	-7	-2		20	75	120	300	1500
2,000000	2,2		-3	-3	-2			50		100	100
3,000000	7		-7	-2	3			40		95	80
4,000000	7		-8	-6	0			30		90	80
5,000000	7		-9	-9	-1			15		85	80
6,000000	7		-9	-11	-5			20		115	260
8,000000	22		-10	-11	-5			15		110	250
10,000000	22	-11	-9	-12	-9		-10	15	50	96	
20,000000	22		-8	-9	-9		-10	15	50		
30,00000	70		-7	-3	-8			-8			
50,00000	70		-4	-5	-7			-10			
100,000	220	-14	-14	-12	-5		-3	20			
200,000	220		1	-10	-5		5	20			
300,000	700		3	-9	-85		-490	-1840			
500,000	700		3	-9	-95		-490	-1860			
600,000	700		4	-10	-100		-500	-1870			
700,00	700		4	-10	-100		-500				
1000,00	1000		8	-12	-90	-190	-500				

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

[Signature]

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Anexo 2. Certificado de calibración de FIAR



Istituto Elettrotecnico Nazionale
Galileo Ferraris



Sede di Corso Massimo d'Azeglio, 42 - 10125 TORINO - Telefax +39 - 011.650.76.11
Sede di Strada delle Cacce, 91 - 10135 TORINO - Telefax +39 - 011.34.63.84
Telefono +39 - 011.3919.1 (selezione passante) - Telex 211553 IENGFI

CERTIFICATO DI TARATURA

N. 34764-01 costituito di N. 7 pagine rilasciato in data 2002-06-13
alla ditta FIAR S.p.A. Milano
conforme alla richiesta 4521000577 in data 2002-03-29

Strumento: MISURATORE CAMPIONE DI TENSIONE ALTERNATA

Ditta costruttrice: Fluke
Modello: 5790A
Numero di serie: 5475035
Sigla assegnata: FXMMI ZNU 001

Data di arrivo in istituto: 2002-04-18

Data di taratura: 2002-06-04

I risultati riportati nel presente documento si riferiscono esclusivamente agli esemplari descritti e alle condizioni di misura specificate. Ogni estensione dei risultati ad altri esemplari e ad altre condizioni di misura esula dallo scopo del documento. Questo documento viene emesso dall'IN in quanto Istituto metrologico primario ai sensi della legge 11 agosto 1991, n. 273, relativa a "Istituzione del sistema nazionale di taratura".

Le misure delle grandezze di cui al presente documento sono espresse, in accordo con quanto disposto dal D.P.R. 12 agosto 1982, n. 802, mediante le unità del Sistema Internazionale delle unità di misura (SI), definito ed approvato dalla Conferenza Generale dei Pesi e delle Misure (CGPM). In accordo con quanto stabilito dalla legge 11 agosto 1991, n. 273, la riferibilità alle unità SI è assicurata dai campioni nazionali realizzati e conservati dagli Istituti metrologici primari (Istituto di Metrologia Gustavo Colonnetti, Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris ed ENEA). Le incertezze di misura dichiarate in questo documento sono valutate al livello di due volte lo scarto tipo (corrispondente, nel caso di distribuzione normale, a un livello di confidenza del 95%).

Lo Sperimentatore

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'IN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Certificato di taratura n. 34764-01

in data 2002-06-13

Pagina 2 di 7

Il misuratore di alternata è stato posto nelle seguenti condizioni:

- in equilibrio termico con l'ambiente alla temperatura di 23,0 °C da almeno 48 h;
- alimentato per almeno 24 h con tensione sinusoidale di valore efficace 220 V, frequenza 50,0 Hz e fattore di distorsione minore di 1%.

Sullo strumento, utilizzato come misuratore di alternata, sono state eseguite le seguenti operazioni:

- 1) Verifica iniziale
- 2) Messa in punto
- 3) Verifica finale

1) Verifica iniziale

La verifica dello strumento come misuratore di alternata è stata eseguita sull'ingresso coassiale 1 operando in modo automatico attraverso l'interfaccia IEEE-488 di cui è dotato.

Predisposizioni dello strumento:

- Ingresso : 1
- Guard : Internal
- Digital Filter :
 - Mode : Slow
 - Restart : Medium
- HI Res : ON
- Range : Locked
- Trigger : Continuous

Per ogni punto di misura sono state eseguite le seguenti operazioni:

- applicazione di una tensione sinusoidale avente valore efficace e frequenza corrispondenti al punto di misura e fattore di distorsione inferiore a 0,1%;
- lettura del corrispondente valore di tensione indicato dallo strumento;
- determinazione della differenza tra il valore di tensione misurato dallo strumento e quello della tensione applicata al suo ingresso.

Le differenze misurate sono riportate in forma relativa nella Tabella 1. Una differenza positiva indica che il valore di tensione letto dallo strumento è superiore al valore della tensione applicata.

Le relative incertezze, valutate come due volte lo scarto tipo, sono riportate nella Tabella 2

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'IEN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Certificato di taratura n. 34764-01

in data 2002-06-13*

Pagina 3 di 7

2) Messa in punto

Sono stati eseguiti i punti indicati nella tabella 3-5 "Calibration Steps in Periodic Calibration" riportata nella Sezione 3 del Service Manual dello strumento.

3) Verifica finale

La verifica finale, su entrambi gli ingressi di cui lo strumento è dotato, è stata eseguita entro 24 h dal termine della sequenza di messa in punto con le stesse predisposizioni e modalità indicate nella verifica iniziale.

Le differenze misurate, per ciascuno dei due ingressi, sono riportate in forma relativa nella Tabella 3 (ingresso 1) e nella Tabella 4 (ingresso 2). Una differenza positiva indica che il valore di tensione letto dallo strumento è superiore al valore della tensione applicata.

Le incertezze, simmetriche in più e in meno, relative agli altri valori di misura riportati nel presente certificato sono:

- | | |
|------------------------------------|-----------|
| - per le frequenze | : 1% |
| - per la tensione di alimentazione | : 1% |
| - per la temperatura | : 0,5 °C. |

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica



La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copia conforme integrale. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'IEN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

TABELLA 1 - Verifica iniziale - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso 1

Tensione applicata (mV)	Portata (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
300,000	700	6	2	2	16			-70		-1024	-2220
500,000	700	2	1	1	-2						
(V)	(V)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)
1,000000	2,2	21	5	11	4		-13	-80	-400	-910	-1850
2,000000	2,2		17	15	5			-80		-930	-2160
3,000000	7		-200	-200	-200			-304		-1060	-1760
4,000000	7		-200	-200	-200			-290		-1060	-1760
5,000000	7		-200	-200	-200			-280		-1060	-1760
6,000000	7		-200	-200	-200			-280		-1060	-1760
8,000000	22		-200	-200	-200			-280		-980	-1830
10,000000	22	-195	-200	-200	-200		-230	-280	-550	-985	-1840
20,000000	22		-190	-195	-200		-215	-260	-545	-1000	-1850
30,000000	70		-200	-195	-200			-290			
50,000000	70		-195	-195	-195			-290			
100,000000	220		-200	-200	-200		-450	-590			
200,000000	220	-185	-375	-370	-385		-450	-600			
300,000000	700		-50	-30	-50		-170	-770			
500,000000	700		-30	-30	-50		-130	-400			
600,000000	700		-20	-15	-20		-50	-310			
700,000000	700		-14	-13	-17		-35				
1000,000000	1000		-30	-30	-30	-35					

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

in data 2002-06-13

Certificato di taratura n. 34764-01

TABELLA 2 - Incertezza delle tensioni applicate al misuratore di tensioni alternate

Tensione applicata (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1			1000							
5			400							
10			140							
30			100							
50			80							
100			50							
(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)
0,3		40	40	40			80		300	600
0,5		30	30	30		50	80	150	300	500
1	40	30	30	30			80		300	500
2		30	30	30			80		300	500
3		30	30	30			80		300	500
4		30	30	30			80		300	500
5		30	30	30			80		300	500
6		30	30	30			80		300	500
8		30	30	30			80		300	500
10		30	30	30		50	80	200	300	500
20	40	30	30	30	50	50	80	200	300	500
30		30	30	30			80		400	700
50		30	30	30			80			
100	50	30	30	30		50	100			
200		40	40	40		60	150			
300		40	40	40		60	200			
500		40	40	40		60	200			
600		40	40	40		60				
700		40	40	40		60				
1000		50	50	50	70	60				

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

[Signature]

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copie conformi integrali. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Certificado di taratura n. 34764-01

in data 2002-06-13

Pagina 6 di 7

TABELLA 3 - Verifica finale - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso 1

Tensione applicata (mV)	Portata 5790 (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1,0000	2,2			200							
5,0000	7			60							
10,000	22			-20							
30,000	70			-70							
50,000	70			-80							
100,000	220			-50							
300,000	700		5	0	20			22		-40	5
500,000	700		-1	0	1						
(V)	(V)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)
1,000000	2,2	4	-10	-3	-5		3	0	10	45	355
2,000000	2,2		0	0	-3			-5		20	30
3,000000	7		-40	-35	-32			-30		-103	65
4,000000	7		-40	-35	-32			-16		-100	55
5,000000	7		-33	-32	-30			-5		-105	50
6,000000	7		-35	-36	-31			0		-110	50
8,000000	22		-41	-38	-41			-25		-10	10
10,000000	22	-30	-40	-37	-40			-15	-10	-10	10
20,000000	22		-28	-27	-27		-15	5	-5	-25	0
30,000000	70		-43	-35	-33			-60			
50,000000	70		-35	-32	-32			-60			
100,000000	220	-25	-38	-34	-32		-32	-20			
200,000000	220		-38	-31	-32		-32	-20			
300,000000	700		-15	-8	-7		0	-45			
500,000000	700		-11	-6	-7		-2	-15			
600,000000	700		-14	-7	-9		-5	-20			
700,000000	700		-12	-8	-9		-5				
1000,000000	1000		-24	-23	13	55					

Il Responsabile del Settore Metrologia Elettrica

[Signature]

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copie conformi integrali. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

TABELLA 4 - Verifica finale - Differenza tra il valore misurato dallo strumento e quello della tensione applicata all'ingresso 2

Tensione applicata (mV)	Portata 5790 (mV)	20,0 Hz (10 ⁻⁶)	40,0 Hz (10 ⁻⁶)	1,00 kHz (10 ⁻⁶)	20,0 kHz (10 ⁻⁶)	30,0 kHz (10 ⁻⁶)	50,0 kHz (10 ⁻⁶)	100 kHz (10 ⁻⁶)	300 kHz (10 ⁻⁶)	500 kHz (10 ⁻⁶)	1,00 MHz (10 ⁻⁶)
1,0000	2,2			200							
5,0000	7			60							
10,000	22			-30							
30,000	70			-75							
50,000	70			-80							
100,000	220			-52							
300,000	700	4		2	20			23		-10	145
500,000	700	-1		0	1						
(V)	(V)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)	(10 ⁻⁶)
1,000000	2,2	-12	-4	-6		2		3	25	80	495
2,000000	2,2	0	0	-3				1		55	175
3,000000	7	-10	-7	-4				2		-100	-10
4,000000	7	-8	-4	-5				15		-100	-15
5,000000	7	-3	-4	0				30		-100	-25
6,000000	7	-6	-5	-1				35		-105	-30
8,000000	22	-11	-7	-10				10		-5	-60
10,000000	22	-10	-10	-10			0	15	20	-5	-50
20,00000	22	1	1	3			15	35	20	-15	-60
30,00000	70	-10	-5	-2				-30			
50,00000	70	-5	-2	-2				-30			
100,00000	220	-9	-5	-4			-5	10			
200,00000	220	-7	-3	-2			-1	15			
300,00000	700	-11	-8	-12			-25	-90			
500,00000	700	-8	-3	-11			-30	-70			
600,00000	700	-11	-4	-12			-35	-95			
700,00000	700	-8	-4	-11			-35				
1000,00	1000	-21	-20	10		45					

Il Responsabile del Settore
Metrologia Elettrica

V. Luy

La riproduzione del presente documento è ammessa solo in copie conformi integrali. Può essere ammessa la riproduzione conforme parziale di questo documento soltanto su autorizzazione scritta dell'EN, da riportare con il numero di protocollo in testa alla riproduzione.

Anexo 3. Cálculos para caracterización de un multímetro

Para la determinación de la relación de transformación y su error se han utilizado dos multímetros del mismo tipo “*FLUKE 5790*”. Los multímetros disponibles para este experimento pertenecen a laboratorios secundarios los cuales han sido enviados al IEN para su tara y calibración. El primero pertenece al CESI el cual ha sido tarado por comparación con un patrón del IEN y por transferencia alterna/continua a través de termopopias, mientras que el segundo pertenece al FIAR que no ha sido tarado.

Para el cálculo del error relativo del multímetro B (CESI) con los datos de transferencia alterna/continua se necesita la tara en continua del multímetro:

Tara en continua del Fluke 5790 A CESI contra Calibratore 5700 IEN s/n 4825019					Canale 1
5700 IEN	5790 CESI	5700 IEN	5790 CESI	5700 IEN	5790 CESI
Calibratore	Misuratore	Calibratore	Misuratore	Calibratore	Misuratore
(V)	(V)	(mV)	(mV)	(mV)	(mV)
3.000000	2.999962	300.0000	300.0056	10.00000	10.0160
-3.000000	-2.999925	-300.0000	-299.9970	-10.00000	-9.9853
3.000000	2.999963	300.0000	300.0050	10.00000	10.0157
-3.000000	-2.999924	-300.0000	-299.997	-10.00000	-9.9850
1.0000000	0.9999990	100.0000	100.0103	3.00000	3.0145
-1.0000000	-0.9999970	-100.0000	-100.0018	-3.00000	-2.9853
1.0000000	0.9999985	100.0000	100.0102	3.00000	3.0135
-1.0000000	-0.9999965	-100.0000	-100.0016	-3.00000	-2.9860
1.0000000	0.9999988				
-1.0000000	-0.9999965	30.00000	30.0036	1.00000	1.0170
		-30.00000	-29.9990	-1.00000	-0.9828
		30.00000	30.0049	1.00000	1.0171
		-30.00000	-29.9980	-1.00000	-0.9826

Tabla 29. Tara en continua del multímetro B (FLUKE 5790 CESI).

Valores medios	
5700 IEN	5790 CESI
Calibratore	Misuratore
(V)	(V)
Portata 11V	Portata 7V
3.000000	2.999963
-3.000000	-2.999925
Portata 2,2V	Portata 2,2V
1.0000000	0.999999
-1.0000000	-0.999997
(mV)	(mV)
Portata 2,2V	Portata 2,2V
300.000000	300.0053
-300.000000	-299.9970
Portata 220mV	Portata 220mV
100.0000	100.0103
-100.0000	-100.0017
Portata 220mV	Portata 220mV
30.00000	30.0036
-30.00000	-29.9985
Portata 220mV	Portata 22mV
10.00000	10.0159
-10.00000	-9.9852
Portata 220mV	Portata 7mV
3.00000	3.0140
-3.00000	-2.9857
Portata 220mV	Portata 2,2mV
1.00000	1.0171
-1.00000	-0.9827

Tabla 30. Valores medios de las lecturas obtenidas en la tara en continua del multímetro B.

Diferencia de transferencia alterna/continua en termopares:

$$\delta = \frac{V_{ac} - V_{dc}}{V_{dc}} \bigg|_{ac=dc} \quad (112)$$

$$\text{Error dc} = 1 - \frac{V_{dc \text{ nominal}}}{V_{dc \text{ lectura}}} \quad (113)$$

Vdc lectura = Media de la tensión positiva y negativa.

Vac lectura = Vdc lectura.

$$V_{ac \text{ real}} = V_{dc \text{ real}} \cdot (1 + \delta \cdot 10^{-6}) \quad (114)$$

$$\text{Error ac} = 1 - \frac{\text{Vac real}}{\text{Vac lectura}} \quad (115)$$

$$\text{Vac real} = \text{Vac lectura} \cdot (1 - \text{Error ac}) \quad (116)$$

Tensión	KHz	$\delta(\text{ppm})$	VacReal	Error relativo
300 mV	1	6	300.0018	-2.000E-06
	10	6	300.0018	-2.000E-06
	20	8	300.0024	-4.000E-06
	50	-15	299.9955	1.900E-05
	100	-31	299.9907	3.500E-05
	300	3	300.0009	1.000E-06
	500	109	300.0327	-1.050E-04
	1000	30	300.0090	-2.600E-05
100 mV	1	-6	99.9994	6.600E-05
	10	-5	99.9995	6.500E-05
	20	-1	99.9999	6.100E-05
	50	-31	99.9969	9.099E-05
	100	-41	99.9959	1.010E-04
	300	-12	99.9988	7.200E-05
	500	160	100.0160	-9.999E-05
	1000	110	100.0110	-5.000E-05
30 mV	1	-25	29.9993	6.166E-05
	10	-23	29.9993	5.966E-05
	20	-19	29.9994	5.566E-05
	50	-28	29.9992	6.466E-05
	100	-21	29.9994	5.766E-05
	300	-1	30.0000	3.767E-05
	500	101	30.0030	-6.433E-05
	1000	196	30.0059	-1.593E-04
10 mV	1	-71	9.9993	1.210E-04
	10	-62	9.9994	1.120E-04
	20	-67	9.9993	1.170E-04
	50	-85	9.9992	1.350E-04
	100	-70	9.9993	1.200E-04
	300	-64	9.9994	1.140E-04
	500	0	10.0000	5.000E-05
	1000	91	10.0009	-4.100E-05
3 mV	1	-283	2.9992	2.247E-04
	10	-307	2.9991	2.487E-04
	20	-295	2.9991	2.367E-04
	50	-312	2.9991	2.537E-04
	100	-199	2.9994	1.407E-04
	300	-260	2.9992	2.017E-04
	500	-25	2.9999	-3.334E-05
	1000	1302	3.0039	-1.360E-03

1 mV	1	-1059	0.998941	9.341E-04
	10	-1086	0.998914	9.611E-04
	20	-1065	0.998935	9.401E-04
	50	-980	0.999020	8.551E-04
	100	-846	0.999154	7.211E-04
	300	-1279	0.998721	1.154E-03
	500	-1097	0.998903	9.721E-04
	1000	775	1.000775	-9.001E-04

Tabla 31. Cálculo del error relativo del multímetro B (CESI) a través de los datos de transferencia alterna/continua.

Tensión aplicada. (V)	Frecuencia (Hz)	Canal de ingreso.	Portada (V)	Lectura (V)	Error (E-6) ppm
0.100000	40	1	0.22	0.09999996	-4
	1000			0.0999972	-28
	20000			0.1000004	4
0.300000	40	1	0.7	0.3000035	12
	1000			0.3000027	9
	20000			0.3000072	24
	100000			0.3000183	61
0.500000	40	1	0.7	0.5000024	5
	1000			0.5000024	5
	20000			0.5000006	1
	100000			0.5000170	34
	500000			0.4999397	-121
	1000000			0.4999725	-55
1.000000	20	1	2.2	0.9999942	-6
	40			0.9999920	-8
	1000			0.9999957	-4
	20000			0.9999969	-3
	50000			1.0000149	15
	100000			1.0000257	26
	300000			1.0000028	3
	500000			0.9999398	-60
	1000000			1.0000055	5

Tabla 32. Datos obtenidos de la certificación técnica del "MISURATORE 5790 CESI".

Los datos de la tabla 29 (Transferencia ac/dc) y los de la tabla 30 de la certificación técnica nos servirán para corregir las lecturas del multímetro B (CESI).

$$V_{\text{corregido}} = V_{\text{sin corrección}} \cdot (1 - \text{Error relativo}) \quad (117)$$

$$\text{Error relativo (FIAR)} = 1 - \frac{V_{\text{corregida CESI}}}{V_{\text{lectura sin corrección FIAR}}} \quad (118)$$

Se realiza un muestreo comparativo entre el multímetro A (FIAR) y B (CESI), aplicando el mismo ingreso a ambos multímetros y tomando sus lecturas, de esta forma partiendo de las lecturas del multímetro B y aplicando sus correcciones se calcula el error relativo de A.

	FREC.	Multímetro A (FIAR)	Multímetro B (CESI)	Error rel B (CESI)	Lectura corregida B (CESI)	Error rel A (FIAR)
	KHz	(V)	(V)	DATO	(V)	Cálculo
1V	1	1.0000140	0.9999990	-4.0E-06	1.000003	1.100E-05
	10	1.0000245	1.0000118	-3.0E-06	1.000015	9.700E-06
	20	1.0000177	1.0000050	-3.0E-06	1.000008	9.700E-06
	50	1.0000053	1.0000025	1.5E-05	0.999987	1.780E-05
	100	0.9999655	0.9999775	2.6E-05	0.999952	1.400E-05
	300	0.9998140	0.9998240	3.0E-06	0.999821	-7.002E-06
	500	0.9997358	0.9996830	-6.0E-05	0.999743	-7.183E-06
	1000	1.0003850	1.0006575	5.0E-06	1.000652	-2.674E-04
300mV	1	300.0012	300.0042	-2.000E-06	300.0048	-1.200E-05
	10	300.0150	300.0190	-2.000E-06	300.0196	-1.533E-05
	20	300.0170	300.0186	-4.000E-06	300.0198	-9.333E-06
	50	300.0130	300.0170	1.900E-05	300.0113	5.667E-06
	100	299.9960	300.0020	3.500E-05	299.9915	1.500E-05
	300	299.7998	299.8017	1.000E-06	299.8014	-5.338E-06
	500	299.4367	299.4252	-1.050E-04	299.4566	-6.659E-05
	1000	298.4148	298.4222	-2.600E-05	298.4300	-5.080E-05
100mV	1	100.0104	100.0112	6.600E-05	100.0046	5.800E-05
	10	100.0107	100.0120	6.500E-05	100.0055	5.200E-05
	20	100.0089	100.0100	6.100E-05	100.0039	5.000E-05
	50	100.0022	100.0055	9.099E-05	99.9964	5.800E-05
	100	99.9872	99.9945	1.010E-04	99.9844	2.799E-05
	300	99.9270	99.9475	7.200E-05	99.9403	-1.331E-04
	500	99.8722	99.9190	-9.999E-05	99.9290	-5.686E-04
	1000	99.8903	100.0900	-5.000E-05	100.0950	-2.049E-03

Tabla 33. Cálculo de error relativo del multímetro A (FIAR) obtenido con respecto al multímetro B (CESI).

Bibliografia

- [1] Grounding and Shielding Techniques in instrumentation. Ralph Morrison, editado por: Wiley Interscience Publication John Wiley & Sons. (Wiley-interscience).
- [2] La conversione alternata-continua. Umberto Pogliano (Alta Frequenza – Rivista di Elettronica Aprile-Giugno 1999).
- [3] The traceability for the AC-DC Transfer standard: an overview of the activity at the IEN. Umberto Pogliano and Gian Carlo Bosco (IMEKO Measurement Vol.21, N° 1-2, 1997).
- [4] Two-stage inductive voltage dividers. T.A. Deacon and J.J. Hill (Proc. IEE. Vol. 115, N°6, June 1968).
- [5] Theory, design and measurement of inductive voltage dividers. T.A. Deacon and J.J. Hill (Proc. IEE. Vol. 115, N° 5, May 1968).
- [6] Self-calibratable voltage transformer with part-per-million accuracy. P.J. Betts (IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol. 141, N° 5, September 1994).
- [7] Inductive Voltage Dividers Comparison with a Vector Voltmeter. Luca Callegaro and Danilo Serazio (IEEE 2000).
- [8] “DC Voltage Calibrations with 10V JAVS at IEN”, Andrea Sosso and Roberto Cerri, HMD 18th Metrology Symposium, October 8-10, 2001, Cavtat, Croatia.
- [9] “The IEN Voltage Standard Laboratory”, Andrea Sosso and Roberto Cerri, HMD 18th Metrology Symposium, October 8-10, 2001, Cavtat, Croatia.
- [10] “The Josephson Effect and Voltage Standards”, R. Pöpel, Metrologia 1992, n° 29, pags. 153-174.
- [11] “IEN Participation in European Key Comparison EUROMET.EM-K8 on DC Voltage Ratio.” G. Marullo Reedtz and Roberto Cerri, RT 651, August 2002.
- [12] “Calcolo e progetto dei trasformatori industriali”, Mario Borsani, Ed. Delfino Milano.
- [13] La costruzione e calcolo dei trasformatori, Giorgio Crisci.
- [14] La costruzione e il calcolo dei piccoli trasformatori, Ernesto Carbone.
- [15] Trasformatori e loro applicazioni, William M. Flanagan, Tecniche Nuove-Collana Elettrotecnica.
- [16] U. Pogliano G. C. Bosco, “Determination of the Frequency Dependence of the AC-DC Voltage Standard at IEN”, in IEEE Trans. on Instrum. and Meas., vol. M-46, no. 2, pp. 373-376, 1997.
- [17] U. Pogliano, G. C. Bosco, G. La Paglia, G. Zago, "Flexible System for Precision and Automatic Comparison of AC Measuring Devices," IEEE Trans. on Instrum. and Meas., vol. 42, No. 2, pp. 295-300, 1993.
- [18] U. Pogliano, G. C. Bosco, D. Serazio: "Development of a New Type of Electrometric AC-DC Transfer Standard," IEEE Trans. on Instrum. and Meas., vol. 49, No. 4, pp. 896-900, 2000.
- [19] K. E. Rydler and Simonson, "High accuracy low-voltage ac-dc transfer standards," in Digest of CPEM'94, 1994, pp.382-383.
- [20] F. Cabiati, U. Pogliano, G.C. Bosco, “ Precision vector-difference transformer with high common-mode rejection”.11th IMEKO TC-4 Symp.

-
- [21] Nile M. Oldham, "New Low-Voltage Standards in the DC to 1-MHz Frequency Range".
- [22] Piotr S. Filipski, Robert L. Rinfret, "Calibration of a Low-Voltage AC-DC Transfer Standard".
- [23] "A Micropotentiometer-Based System for Low-Voltage Valibration of Alternating Voltage Measurement Standards", Ilya Budovsky, IEEE Transactions on Instruments and Measurement, Vol. 46, No. 2, April 1997.
- [24] "RF-DC Differences of Micropotentiometers", De-Xiang Huang, Gregorio Rebulde, and Jerry D. Harper. IEEE Transactions on Instruments and Measurement, Vol. 46, No. 2, April 1997.
- [25] "Micropotentiometers as AC-DC Transfer Standards for Low-Voltage Measurements", G. Schliestedt, PTB Berlin.
- [26] "An International Comparison of Inductive Voltage Divider Calibration Methods Between 10KHz and 100KHz", K. Grohmann (PTB), T.L. Zapf (NBS), Metrologia 15, 69-75pgs, 1979.
- [27] "A Low-Voltage and High-Frequency ac-dc Transfer System Using Inductive Dividers", Jorn Zinkernagel, IEEE Transactions on Instruments and Measurement Vol. 43, No 4, August 1994.
- [28] "An Improved Two-Stage Current Transformer" James L. West and Petar N. Miljanic. IEEE Transactions on Instruments and Measurement Vol. 40, No 3, June 1991.
- [29] "A Precision Transformer Used for An Audio-Frequency Power Standard", Deshi Zhang and Yaolan Jia. IEEE Transactions on Instruments and Measurement, Vol. 39, No. 3, June 1990.
- [30] "A Wide-Band Active Current Transformer and Shunt", Guang-qiu Tong and Xiu-ye Xu. . IEEE Transactions on Instruments and Measurement, Vol. 40, No. 6, December 1991.
- [31] "Multiwinding Transformers: A Sucessive Refinement Method to Characterize a General Equivalent Circuit", Ambroise Schellmanns, Khoumissa Berrouche and Jean-Pierre K radec, IEEE Transactions on Instruments and Measurement, Vol. 47, No. 5, October 1998.

AGRADECIMIENTOS

Gracias a las personas que me echaron una mano cuando hizo falta, unas veces por amistad y otras por oficio.

Gracias a los tutores de la Politécnica de Cartagena, Juan Martínez Tudela y Juan Álvaro Fuentes.

En especial a Juan Martínez por su apuesta, consejos y el aliento cuando la situación en Italia se ponía cuesta arriba.

Al Servicio de Relaciones Internacionales de la UPCT por su exquisito trato y eficaz trabajo.

Al equipo del Instituto Electrotécnico Nacional, que por oficio acabaron echando las manos por amistad. A Roberto Cerri, Marco Lanzilotti, Gian Carlo Bosco y Umberto Pogliano.